



TÁRCIO ANDRÉ DOS SANTOS BARROS

“UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E DESENVOLVIMENTO
DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE POTÊNCIAS ATIVA E
REATIVA DO GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICA DE
PEQUENA POTÊNCIA ”

CAMPINAS
2012



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

TÁRCIO ANDRÉ DOS SANTOS BARROS

“UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E DESENVOLVIMENTO
DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE POTÊNCIAS ATIVA E REA-
TIVA DO GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL PARA APLI-
CAÇÃO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENA
POTÊNCIA ”

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Coorientador: Prof. Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação como
parte dos requisitos exigidos para a obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de
concentração: Energia Elétrica.

Este exemplar corresponde à versão final da dis-
sertação defendida pelo aluno Tércio André dos
Santos Barros, e orientada pelo Prof. Dr. Er-
nesto Ruppert Filho

CAMPINAS

2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

B278c Barros, Tércio André dos Santos, 1987-
Uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de técnicas de controle de potências ativa e reativa do gerador de relutância variável para aplicação em sistemas de geração eólica de pequena potência / Tércio André dos Santos Barros. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho
Coorientador: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores de relutância. 2. Energia eólica. 3. Energia - Fontes alternativas. I. Ruppert Filho, Ernesto, 1948-. II. Sguarezi Filho, Alfeu Joãozinho. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: A contribution to the study and development of techniques for control of active and reactive power of the switched reluctance generator for application in wind power generation systems of small power

Palavras-chave em Inglês: Reluctance motors, Wind power, Renewable energy sources

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Mauricio Barbosa de Camargo Salles, Anésio dos Santos Júnior

Data da defesa: 24-08-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica


COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Tércio André dos Santos Barros

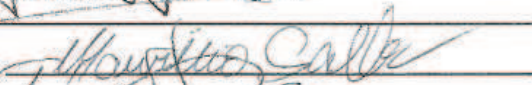
Data da Defesa: 24 de agosto de 2012

Título da Tese: "Uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de técnicas de controle de potências ativa e reativa do gerador de relutância variável para aplicação em sistemas de geração eólica de pequena potência"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):



Prof. Dr. Mauricio Barbosa de Camargo Salles:



Prof. Dr. Anésio dos Santos Júnior:



AO MEU PAI.

Agradecimentos

Agradeço

A DEUS!

ao meu pai (Zezito), mesmo sem estar mais presente aqui sempre serás o motivo da minha inspiração.

a minha linda esposa (Juliana) pelo amor, carinho, afeto e companheirimos.

a minha mãe (Perpétua) por todo o seu amor.

aos meus irmãos (Thiago e Tainã) pelo companheirismo de sempre.

aos meus orientadores (Ruppert e Alfeu) pela valorosa orientação, pelos ensinamentos e por acreditarem em meu potencial.

aos meus amigos de Campinas e colegas de laboratório: Tássia, Leonardo, Filipe, Paulo e José Luiz pela convivência descontraída e as trocas de experiências.

aos professores da FEEC, pelos ótimos cursos oferecidos.

aos membros da banca examinadora pelos comentários, sugestões e contribuições, que ajudaram a melhorar a qualidade e a redação final do manuscrito.

à CAPES, pelo apoio financeiro concedido durante todo o período do mestrado.

à FEEC/UNICAMP pela ótima estrutura que oferece aos estudantes e pesquisadores.

a todos que de alguma forma contribuíram com o meu progresso como aluno e como Ser.

Não sabendo que era impossível, foi lá e fez.

Jean Cocteau

Resumo

O objetivo deste trabalho é o de propor técnicas de controle de potências ativa e reativa de geradores de relutância variável (GRV) aplicados à geração eólica de energia eólica. Desenvolveu-se uma técnica de controle direto de potência ativa utilizando um controlador proporcional-integral e outra técnica utilizando um controlador de modos deslizantes. Inicialmente, realizou-se uma revisão bibliográfica e um estudo sobre a máquina de relutância variável a fim de compreender o seu funcionamento e o seu modelo matemático dinâmico. Neste trabalho são apresentados resultados de simulações para estudar a operação do GRV com os controladores propostos num sistema ideal de geração conectado com a rede elétrica. Um modelo matemático dinâmico não linear que leva em conta as curvas de magnetização do gerador em função da posição do rotor foi utilizado nas simulações desenvolvidas. O conversor responsável por magnetizar o GRV e captar a energia gerada e o conversor que envia a energia gerada para a rede elétrica foram modelados matematicamente utilizando o aplicativo computacional SimpowerSystems do Matlab®, que apresenta uma biblioteca de componentes e de ferramentas de análise para modelagem e simulação de sistemas de energia elétrica com eletrônica de potência. Os resultados das simulações são apresentados e os desempenhos dos controles propostos durante o funcionamento do GRV em velocidade variável com diferentes referências de potências ativa e reativa são comparados.

Palavras-chave: Gerador de Relutância Variável. Energia Eólica. Controle Direto de Potência. Conversor VSC. Conversor AHB.

Abstract

The objective of this thesis is to propose techniques for active and reactive power for switched reluctance generators (SRG) applied to wind generation. A direct for active power control using the proportional and integral controller and another technique using the sliding mode controller were developed. Initially a literature review and a study of the switched reluctance machine in order to understand its operation and its dynamic mathematical model were done. This thesis presents results of simulations to study the SRG operation with the controllers proposed in an ideal generation system connected to the grid. A non-linear dynamic mathematical model which takes into account the magnetization curves of the generator as a function of rotor position was used in the simulations carried out. The converter responsible for the SRG magnetization and for the capture of generated energy and the converter that sends the generated energy to the grid were mathematically modeled using the software SimpowerSystems Matlab®[®], which has a library of components and analysis tools for modeling and simulation of electric power systems and power electronics. The simulation results are shows and the proposed controllers performance during the operation of the SRG variable speed references with different active and reactive power are compared.

Key-words: Switched Reluctance Generator, Wind Energy, Direct Power Control, Sliding Mode Control.

Lista de Figuras

2.1	Distribuição do potencial eólico brasileiro a uma altura de 50m (<i>CRE-SESB CEPTEL, n.d.</i>)	7
2.2	Comparação entre a potência mecânica para operação com velocidade fixa e variável.	9
2.3	Gerador síncrono com conversor de dois estágios.	10
2.4	Gerador síncrono com conversor de três estágios.	11
2.5	Gerador de indução diretamente conectado à rede elétrica de alimentação.	12
2.6	Gerador de indução com rotor bobinado e controle da resistência do rotor.	13
2.7	GIRB conectado à rede por meio de um conversor <i>back to back</i>	13
2.8	Estrutura de conversores em cascata para geração eólica utilizando o GRV.	14
2.9	Vista frontal máquina a relutância variável 8/6.	17
2.10	Posições básicas do rotor	20
2.11	Perfil da indutância da MRV.	20
2.12	Máquina de relutância variável 12/8.	21
2.13	Exemplos de configurações estruturais da MRV.	22
2.14	Sistema de acionamento do GRV.	23
2.15	Período de excitação (durante derivada negativa da indutância) e geração para uma fase do GRV.	24
2.16	Conversor AHB para GRV de 4 fases.	24
2.17	a)Período de excitação do GRV b)Período de geração do GRV	25
2.18	Conversor AHBC simplificado para GRV de 4 fases.	25
2.19	Estrutura de controle de tensão de barramento.	26

2.20	Estrutura de controle de potência gerada.	27
2.21	Acionamento por PWM de tensão.	28
2.22	Regulador histerese de corrente.	28
2.23	Acionamento por pulso único.	29
3.1	Circuito equivalente fase j de uma MRV.	32
3.2	Curva magnetização.	35
3.3	Modelo do perfil de indutância linear	35
3.4	Perfil de indutância senoidal	37
3.5	Configuração geral do modelo não linear.	39
3.6	Modelo do circuito elétrico de uma fase da MRV.	40
3.7	Curvas utilizadas para contruir modelo analítico.	41
3.8	Curvas de magnetização obtidas experimentalmente.	43
3.9	Modelo mecânico da MRV	43
3.10	Diagrama MRV simulink.	44
3.11	Tabela $i(\theta, \phi)$	45
3.12	Conversor AHB no simulink.	46
3.13	Processamento dos ângulos no simulink.	47
3.14	Processamento dos ângulos no simulink.	47
3.15	Diagrama do controle de velocidade de um MRV 8/6.	48
3.16	Velocidade do motor.	49
3.17	Velocidade do motor.	49
3.18	a) Correntes nas fases da MRV b)Tensão, corrente de magnetização e desmagnetização na Fase A da MRV.	50
3.19	(a)Pulso de gatilho da fase A da MRV (b) Corrente e indutância da fase A.	50
3.20	Controle de tensão em um GRV.	51
3.21	Conversor AHB e cargas.	52
3.22	Tensão no barramento CC.	52
3.23	(a) Corrente na carga (b)Tensão e corrente na Fase A do GRV.	53
3.24	(a)(b)Correntes nas fases do GRV, durante o controle da potência.	53

3.25	(a) Indutância e corrente da fase A do GRV (b) Ângulo da Fase A e pulso de gatilho da fase A.	54
3.26	(a)(b) Torque eletromagnético do GRV.	54
4.1	Estrutura de geração de energia com GRV conectado com a rede elétrica.	56
4.2	Diagrama de controle direto de potência do GRV com controlador PI (CDP-PI).	57
4.3	Segundo método de sintonia Ziegler-Nichols.	58
4.4	(a) Plano de fase região I (Equação 4.8) (b) Plano de fase região II (Equação 4.9).	60
4.5	Regiões do sistemas definidos pela equação $s(x1, x2) = 0$	61
4.6	Plano de fase do sistema completo com superfície de chaveamento.	61
4.7	Exemplo de trajetória do sistema controlado por modos deslizantes.	62
4.8	Tipos de função de chaveamento <i>eval</i>	64
4.9	Controlador de modos deslizantes utilizado.	65
4.10	Diagrama do controle CDP-MD.	66
4.11	Circuito do conversor VSC.	67
4.12	Estrutura de controle do Conversor VSC.	67
4.13	Diagrama de blocos do controle vetorial do conversor conectado à rede elétrica.	71
4.14	Modulação PWM senoidal trifásica	71
4.15	Princípio de funcionamento básico de um PLL	72
4.16	PPL trifásica SRF	73
5.1	Diagrama CDP no simulink.	76
5.2	Diagrama do VSC modelado no Simulink.	76
5.3	Potência ativa gerada.	77
5.4	Velocidade de operação.	77
5.5	a) Detalhe da potência ativa gerada. b) Erro de regime da potência ativa gerada.	78
5.6	Plano de fase do sistema durante a simulação.	78
5.7	Aprisionamento na origem do plano de fase.	79

5.8	Indutância e corrente da fase A do GRV;	80
5.9	Correntes nas fases do GRV, durante o controle da potência.	80
5.10	a) Laço de geração do GRV para CDP-PI b)Laço de geração do GRV para CDP-MD.	81
5.11	Tensão no barramento CC para os controles: a)CDP-PI b)CDP-MD. . .	81
5.12	Fator de potência.	82
5.13	a) Correntes i_d i_q CDP-PI b)Correntes i_d i_d CDP-MD.	83
5.14	a)Tensão fase-neutro V_a^{mod} . b)Tensão fase-fase V_{ab}^{mod}	83
5.15	a)Tensão e corrente da fase A da rede elétrica para: a)FP unitário b) Fp capacitivo c) Fp indutivo.	84
5.16	THD da corrente da fase A.	85
5.17	THD da tensão da fase A no PCC.	85
6.1	Vetor espacial tensão	90
6.2	Transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$	90
6.3	Transformação $abc \rightarrow dq$	91

Lista de Tabelas

2.1 Estimativas do potencial eólico mundial.	6
------------------------------------------------------	---

Lista de acrônimos e notação

MRV	Máquina a relutância Variável
GRV	Gerador de Relutância Variável
GIRB	Gerador de Indução de Rotor Bobinado
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CDP	Controle Direto de Potência
AHB	Assimetric Half Bridge
ITBL	Tabela das correntes
TTBL	Tabela das torque
PWM	Pulse width modulation
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
CDP-PI	Controle direto de potência com controlador PI
CDP-MD	Controle direto de potência utilizando controlador por modos deslizantes
IGBTs	Insulated Gate Bipolar Transistor
PAC	Ponto de acoplamento comum
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
SRF	<i>Synchronous reference frame</i>

w Velocidade
 θ Coordenada angular
 i Corrente elétrica
 v Tensão elétrica
 \Re Relutância do circuito magnético
 μ Permeabilidade equivalente (ferro entreferro)
 l Comprimento médio do circuito magnético
 A Área transversal por onde circula o fluxo enlaçado
 W Coenergia
 T Torque
 N_s Número de pólos do estator
 N_r Número de pólos do rotor
 F Número de fases da MRV
 f_p Frequência dos pulsos
 N Número de espiras do enrolamento
 P_m Potência mecânica da turbina
 ρ Densidade do ar
 A Área varrida pelas pás da turbina
 ν Velocidade do vento
 C_p Coeficiente de desempenho
 ω_r Velocidade do rotor
 ψ Relação linear entre $\frac{\omega R}{\nu}$
 R_t Raio da turbina.
 β Ângulo de passo das hélices das turbina
 C_p Coeficiente de potencia.
 ψ Relação linear entre a velocidade do vento e a velocidade da ponta da hélice.
 β_t Ângulo de passo das hélices.
 P_{opt} Potência optima.
 R Resistência elétrica.
 L Indutância.
 P_{cr} Período crítico.
 K_{cr} Ganho proporcional crítico.
 s Superfície de chaveamento.
 k_e Ganho da função.
 l_{min} Limites mínimo.
 l_{max} Limites máximo.

Sumário

1	Introdução	1
	Introdução Geral	1
1.1	Organização do trabalho	2
2	Energia eólica e o gerador de relutância variável (GRV)	5
2.1	Energia eólica	5
2.1.1	Energia eólica no Brasil e no mundo	6
2.1.2	Potência mecânica extraída do vento	8
2.1.3	Geradores elétricos e topologias de conversores	10
2.2	Estrutura e princípio de funcionamento da máquina de relutância variável	16
2.2.1	Estrutura básica	16
2.2.2	Relutância variável	16
2.2.3	Equação do torque da MRV	18
2.2.4	Perfil da indutância	19
2.3	Aspectos construtivos	20
2.4	O gerador de relutância variável (GRV)	22
2.4.1	O conversor eletrônico de potência do GRV	23
2.4.2	Controle e acionamento do GRV	25
3	Modelagem e simulação da MRV	31
3.1	Modelagem matemática dinâmica	32
3.1.1	Modelo linear	35

3.1.2	Modelo senoidal	37
3.1.3	Modelo não linear para MRV	39
3.1.4	Modelo Adotado	44
3.2	Simulações	44
3.2.1	Modelagem da máquina no simulink	44
3.3	Exemplos de simulação	45
3.3.1	Operação como motor	48
3.3.2	Operação como gerador	51
4	Controle de potência do GRV para sistemas eólicos	55
4.1	Controle do GRV	56
4.1.1	Controle direto de potência com controlador PI(CDP-PI)	56
4.1.2	Controle direto de potência utilizando controlador por modos deslizantes(CDP-MD)	58
4.1.3	Estrutura de controle de modos deslizantes utilizado no controle direto de potência do GRV	63
4.2	Controle do VSC	66
4.2.1	Configuração básica do VSC	66
4.2.2	Princípio de funcionamento do controle dq do VSC	67
4.2.3	Estrutura de controle do VSC adotada	69
4.2.4	Modulação PWM senoidal	70
4.2.5	Sincronismo com a rede elétrica	72
5	Resultados das simulações	75
6	Conclusões e perspectivas	87
6.1	Anexo A -Transformação de coordenadas espaciais	89
6.2	Anexo B- Parâmetros das simulações	91
	Bibliografia	92

Capítulo 1

Introdução

Uma das principais formas de energias renováveis é a energia eólica que é a energia cinética contida nas massas de ar em movimento. Seu aproveitamento ocorre por meio da conversão da energia cinética de translação em energia cinética de rotação, com o emprego de turbinas eólicas para a produção de eletricidade. Para que haja o melhor aproveitamento da energia eólica é necessário o emprego de geradores que possam aproveitar de forma mais eficiente esta forma de energia em regimes de velocidade variável. As máquinas elétricas amplamente empregadas como gerador são as de indução e as síncronas. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência e devido às suas características, o gerador de relutância variável vem sendo estudado e apontado como uma boa solução para aplicações de geração eólica para sistemas de algumas centenas de kW (BARAZARTE et al., 2011).

O gerador de relutância variável (GRV) apresenta como principais características: robustez mecânica, alto torque de partida, alta eficiência e baixo custo. O GRV pode operar em velocidades variáveis e sua faixa de operação é mais ampla do que a dos geradores de indução e síncrono. Alguns trabalhos que estudam o comportamento do GRV em situações de velocidade variável são apresentados em (D.; XU; LITTLER, 2007; OGAWA; YAMAMURA; ISHIDA, 2006; CARDENAS et al., 2005). Nesses trabalhos, os sistemas de controles empregados para o controle de potência do GRV são controles que utilizam modulação por largura de pulso e controle por malha de corrente, porém o uso desses controladores tem mostrado que seus desempenhos não são satisfatórios devido às perdas por chaveamento e conseqüentemente queda do rendimento em operações

com variações de velocidades do GRV. Dessa maneira, as técnicas de controle direto de potência propostas neste trabalho tornam-se interessantes no que diz respeito às contribuições para teoria de controle aplicada ao controle do GRV com intuito de melhoria do seu desempenho.

Neste trabalho são propostos e estudados métodos de controle do gerador de relutância variável através de técnicas de simulação computacional usando modelos matemáticos do sistema em estudo. Um sistema de geração de energia eólica com o GRV conectado com a rede elétrica é realizado baseado no controle de dois conversores separadamente. O controle do conversor conectado ao GRV regula a extração da potência elétrica a ser gerada, e o controle do conversor conectado com a rede elétrica é responsável por regular o envio da energia gerada para a rede elétrica. Dois sistemas de controle direto de potência (CDP) foram desenvolvidos para controlar a potência gerada pelo GRV. Diferentemente dos esquemas de controles do GRV encontrados na literatura nos quais a potência do GRV é controlada indiretamente por meio de uma malha de corrente, os controles diretos de potência aqui propostos atuam diretamente sobre a potência gerada pelo GRV. A energia gerada pelo GRV é enviada para a rede elétrica por um conversor fonte de tensão, que também controla o potência ativa enviada para a rede elétrica.

1.1 Organização do trabalho

O capítulo 2 contém uma revisão bibliográfica sobre os sistemas de geração eólica, apresentando um breve panorama de utilização da energia eólica e uma breve descrição dos geradores utilizados com respectivos controles e conversores eletrônicos de potência. Neste capítulo também se introduz o princípio de funcionamento da máquina de relutância variável. O capítulo 2 apresenta informações gerais sobre os aspectos construtivos da máquina de relutância variável. Por fim introduz-se o conceito do gerador de relutância variável e uma descrição das estruturas de controle e de acionamento do GRV.

O capítulo 3 trata do embasamento e modelagem matemática da máquina de relutância variável e da simulação da sua operação. O modelo utilizado nas simulações neste trabalho é um modelo não linear baseado nas curvas de magnetização obtidas

experimentalmente. Este modelo é descrito detalhadamente. Para verificação do funcionamento do modelo adotado dois sistemas de controle básicos para a MRV operando como motor e como gerador são apresentados e seus resultados são discutidos.

No capítulo 4, são apresentados os controles de potência do GRV desenvolvidos. O controle direto de potência utilizando um controlador PI é descrito, assim como a técnica de sintonia utilizada para o ajuste dos ganhos do controlador PI. Uma revisão sobre a técnica de controle por modos deslizantes é realizada e, em seguida apresenta-se o controle direto de potência utilizando esta técnica de controle. O conversor fonte de tensão, responsável por enviar a energia para a rede elétrica, e a técnica utilizada no seu controle são descritos detalhadamente.

O capítulo 5 consiste no desenvolvimento da modelagem do gerador de relutância variável e dos conversores de potência por meio da ferramenta computacional Simulink/SimPowerSystems. Os sistemas de controle propostos foram modelados e os seus desempenhos foram testados. Foram realizadas simulações da dinâmica do sistema estudado composto pelo gerador de relutância variável, conversores eletrônicos de potência e a rede elétrica.

As conclusões sobre o trabalho realizado são apresentadas no capítulo 6.

Energia eólica e o gerador de relutância variável (GRV)

2.1 Energia eólica

O aproveitamento da energia eólica é milenar, principalmente em moinhos e no bombeamento de água, porém o uso dos ventos para produção comercial de eletricidade iniciou-se na década de 70 na Dinamarca, como consequência das crises do petróleo (ANEEL, 2008). Nos últimos 30 anos houve uma grande evolução tecnológica associada aos componentes de um sistema de geração eólica quanto às questões estruturais das torres, aos aspectos aerodinâmicos, aos sistemas eletro-eletrônicos de potência e ao controle da injeção de energia no sistema elétrico (POLÍMIO, 2012).

Algumas das vantagens da geração eólica podem ser mencionadas:

- a) tempo reduzido de construção do parque eólico;
- b) construção modular e permite fácil expansão;
- c) não emissão de gases poluentes que geram efeito estufa;
- d) o terreno pode ser usado para fins de agricultura e pecuária;
- d) o regime de vento é complementar ao regime hidrológico, o que possibilita armazenar água durante período de poucas chuvas (especificamente na região nordeste do Brasil);

Apesar do uso da energia eólica para produção de eletricidade não acarretar emissão de gases na atmosfera, existem outros aspectos ambientais que não devem ser negligenciados, tais como: a necessidade de grande área devido à baixa densidade da energia contida nos ventos, a poluição visual, o ruído audível devido ao processo de rotação das pás, a cintilação luminosa devido à reflexão da luz do sol nas pás da turbina em movimento. Portanto, é importante que os projetos sejam adequadamente integrados na paisagem e desenvolvidos de forma a minimizar esses efeitos para a comunidade local e para os animais (CASTRO, 2003).

2.1.1 Energia eólica no Brasil e no mundo

Para que a energia produzida pelo vento seja considerada tecnicamente aproveitável é necessário que sua densidade seja maior ou igual a $500 W/m^2$, a uma altura de 50 m, o que requer uma velocidade mínima do vento de 7 a 8 m/s (ANEEL, 2008; SIMões; FARRET, 2004). Segundo a Organização Mundial de Meteorologia, em apenas 13% da superfície terrestre o vento apresenta média igual ou superior a 7 m/s , a uma altura de 50 m. Uma estimativa do potencial eólico mundial pode ser verificada na Tabela 2.1 obtida em (CRESESB,).

Tabela 2.1: Estimativas do potencial eólico mundial.

Região	Porcentagem de terra Ocupada*	Potencial bruto TWh/ano	Densidade demográfica hab/km ²	Potencial líquido TWh/ano
África	24	106.000	20	10.600
Austrália	17	30.000	2	3.000
América do Norte	35	139.000	15	14.000
América Latina	18	54.000	15	5.400
Europa Ocidental	42	31.400	102	4.800
ex-URSS	29	106.000	13	10.600
Ásia (excluindo ex-URSS)	9	32.000	100	4.900
Mundo**	23	498.400	-	53.000

(*) Em relação ao potencial bruto

(**) Excluindo-se Groenlândia, Antártida, a maioria das ilhas e os recursos *offshore*.

De 1998 a 2008 o crescimento de energia eólica instalada no mundo foi de aproximadamente 30% e nos últimos três anos o valor de potência eólica instalada manteve-se na média de 45GW, totalizando um valor atual de 237,7GW de potência instalada no mundo. Atualmente a China possui a maior de potência eólica instalada (cerca de 62,3GW) seguida dos Estados Unidos (46,9GW) e da Alemanha (29,06GW) (WINDEA, 2012).

No Brasil estima-se um potencial eólico da ordem de 143 GW, para uma altura de 50m, como pode ser observado na Figura 2.1, obtida em (CRESESB,).

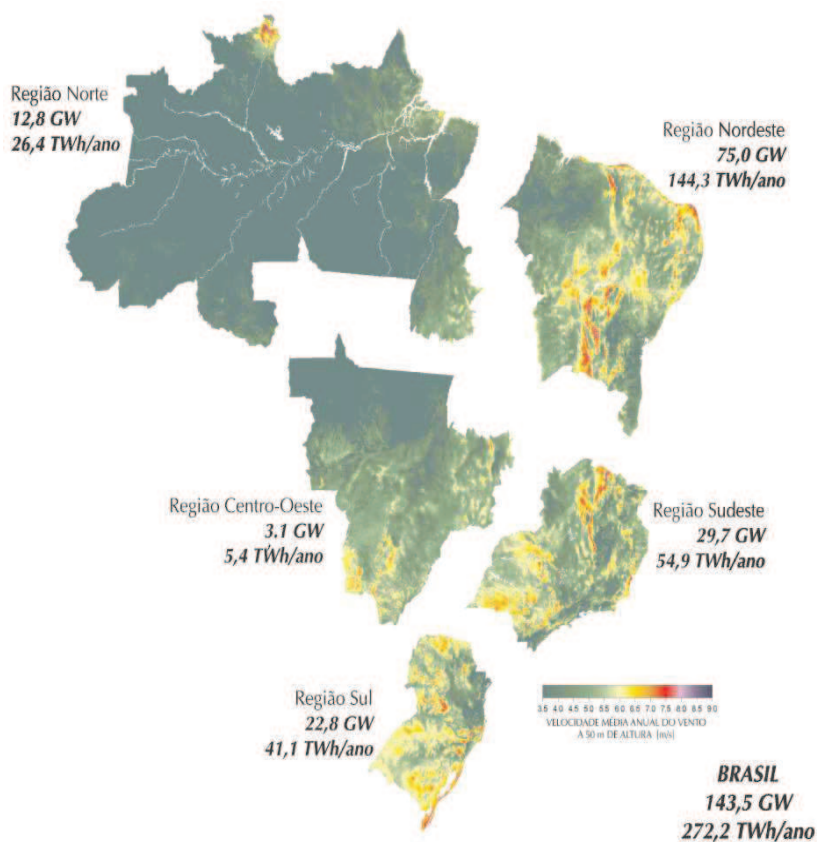


Figura 2.1: Distribuição do potencial eólico brasileiro a uma altura de 50m (CRESESB CEPEL, n.d.) .

Em 2011 a potência instalada para geração eólica no país aumentou 42,1%. Segundo o Banco de Informações da Geração (BIG), da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o parque eólico nacional cresceu 399 MW, alcançando 1,325 GW ao final de

2011, em decorrência da inauguração de treze parques eólicos (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL, 2012).

2.1.2 Potência mecânica extraída do vento

Para o aproveitamento da energia contida no vento é necessário ter um fluxo contínuo e razoavelmente forte de vento. As turbinas modernas são projetadas para atingirem a potência máxima para velocidades do vento da ordem de 10 a 15m/s. A energia disponível para uma turbina eólica é a energia cinética associada a uma coluna de ar que se desloca a uma velocidade uniforme e constante. O modelo matemático aerodinâmico permite calcular o valor do torque mecânico ou da potência mecânica aplicado ao eixo do gerador elétrico, a partir das informações da velocidade do vento e o valor da posição do ângulo de passo das hélices das turbinas. O modelo também depende do tipo de turbina a ser representado tendo como características o eixo vertical ou horizontal, quantidade de pás das hélices, controle do ângulo de ataque das pás, sendo independente do tipo de gerador elétrico escolhido ou do tipo de controle dos conversores. Consequentemente, isto permite que ela seja estudada independente dos tipos dos geradores elétricos. A potência mecânica em regime permanente que pode ser extraída do vento está apresentada na Equação 2.1 (SIMÕES; FARRET, 2004; SALLES, 2009; STIEBLER, 2008).

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A \nu^3 C_p(\psi, \beta_t) \quad (2.1)$$

Sendo P_m a potência mecânica da turbina, ρ a densidade do ar, A a área varrida pelas pás da turbina, ν a velocidade do vento e C_p o coeficiente de desempenho, ψ a relação linear entre $\frac{\omega_r R_t}{V}$, R_t o raio da turbina e β_t é o ângulo de passo das hélices das turbinas. O coeficiente de potência C_p indica a eficiência com que a turbina eólica transforma a energia cinética contida nos ventos em energia mecânica girante. O coeficiente de potência depende da relação linear entre a velocidade do vento e a velocidade da ponta da hélice ψ e do ângulo de passo das hélices β_t . Dessa maneira, um conjunto de curvas C_p , relacionando ψ e β_t , é obtido experimentalmente para cada modelo de turbina eólica, visto que as características aerodinâmicas, mesmo entre as de 3 pás das hélices, diferem umas das outras. O modelo geral sugerido por (HEIER, 1998) é dado por:

$$C_P(\psi, \beta_t) = c_1 \left(\frac{c_2}{\psi_i} - c_3 \beta_t - c_4 \beta_t^5 - c_6 \right) e^{-c_7/\psi_i} \quad (2.2)$$

sendo que ψ_i é dado por

$$\psi_i = \frac{1}{\frac{1}{\psi + c_8\beta_t} - \frac{c_9}{1 + \beta_t^3}} \quad (2.3)$$

O conjunto de valores para as constantes c_1 a c_9 pode ser encontrado em (HEIER, 1998).

Na Expressão (2.1) verifica-se que a potência mecânica P_m , gerada pela força do vento, depende diretamente do coeficiente de potência C_p . Por sua vez, considerando o ângulo de passo das hélices fixo na posição zero, o coeficiente de potência depende, exclusivamente, da relação entre a velocidade do vento e a velocidade linear da ponta da hélice, portanto a potência mecânica produzida por uma turbina eólica varia de acordo com a sua velocidade de operação. Conforme observa-se na Figura 2.2 (SALLES, 2009) para cada valor de velocidade do vento existe uma região na qual a velocidade do rotor maximiza a potência mecânica gerada. Portanto, para velocidades do vento abaixo da velocidade nominal a operação com velocidade variável do rotor aumenta a eficiência na geração de energia (SALLES, 2009; STIEBLER, 2008). O perfil de otimização da eficiência da potência gerada para velocidades variáveis pode ser expresso por:

$$P_{opt} = k_{opt}w_r^3 \quad (2.4)$$

onde P_{opt} é a potência ótima e k_{opt} depende da aerodinâmica da hélice, da caixa de engrenagens e dos parâmetros da turbina eólica.

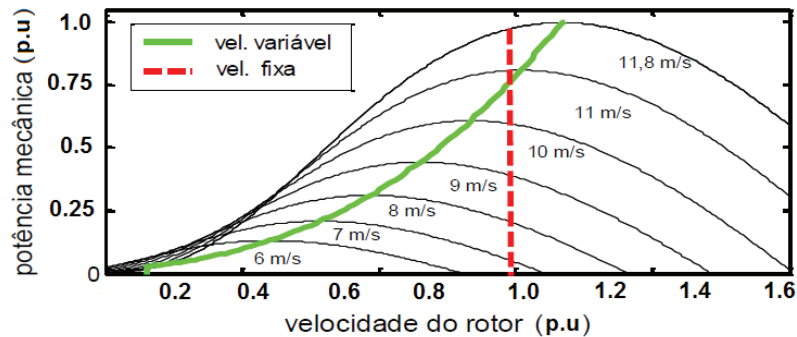


Figura 2.2: Comparação entre a potência mecânica para operação com velocidade fixa e variável.

2.1.3 Geradores elétricos e topologias de conversores

Há diversos tipos de geradores elétricos aplicáveis em geração eólica. A escolha depende de diversos fatores que incluem: a potência, a regulação de velocidade, a aplicação (isolada ou conectada à rede), ao custo, dentre outros. As máquinas elétricas amplamente empregadas como gerador são as de indução e as síncronas (HE; HU; REND, 2008; KIM; KIM, 2007). Os geradores podem operar com velocidade variável ou fixa em função da utilização ou não de conversores eletrônicos de potência para o processamento da energia elétrica produzida por estes geradores. Uma máquina alternativa que pode ser utilizada em sistemas de geração eólica é a máquina de relutância variável (CHANG; LIAW, 2011; TORREY, 2002). Nesta seção serão apresentadas algumas topologias de conversores e geradores empregados na geração eólica. Os conversores utilizados na geração eólica são empregados de acordo com o tipo de gerador usado no sistema de geração de energia.

Geradores síncronos

Os geradores síncronos podem ser de ímãs permanentes no rotor ou com enrolamento de excitação. No caso dos geradores síncronos a ímãs permanentes, os conversores podem ser retificadores não controlados conectados ao estator do gerador que compartilham o mesmo elo de corrente contínua com um inversor conectado à rede. A Figura 2.3 apresenta o gerador síncrono de ímãs permanentes com o conversor de dois estágios. Entre a turbina eólica e o gerador elétrico existe geralmente uma caixa multiplicadora de velocidade. Visto que a velocidade de rotação das pás da turbina é baixa em relação à velocidade nominal de operação dos geradores elétricos.

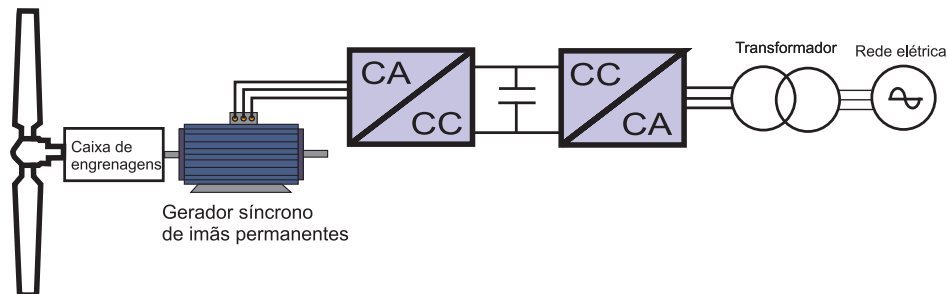


Figura 2.3: Gerador síncrono com conversor de dois estágios.

A Figura 2.4 apresenta a situação com gerador síncrono adicionando-se ao sistema

um retificador de baixa potência que faz o ajuste da excitação do gerador através do enrolamento de campo existente no rotor..

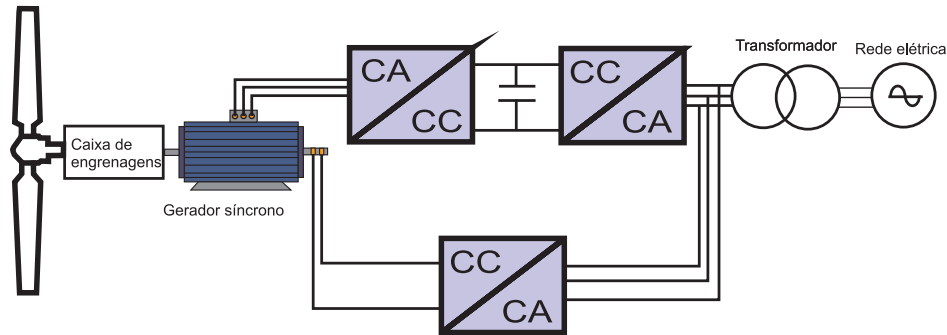


Figura 2.4: Gerador síncrono com conversor de três estágios.

Os geradores síncronos requerem um grande número de pólos para operação em baixas velocidades. O gerador síncrono produz tensão e frequência e variáveis de acordo com a velocidade da turbina. O conversor é quem acopla o gerador à rede elétrica, permitindo a conversão eletromecânica da energia em uma ampla faixa de velocidades dos ventos. Como os geradores síncronos possibilitam o uso de um grande número de pólos podem trabalhar rotação mais baixa, reduzindo o multiplicador de velocidade. O gerador síncrono de ímãs permanentes tem como desvantagens seu alto custo devido aos ímãs permanentes, há ainda a possibilidade de picos de correntes ou curtos-circuitos desmagnetizarem os ímãs e os conversores devem processar a potência total do gerador, ou seja, o conversor deve ter a mesma potência do gerador (BAROUDI; DINAHAHI; KNIGHT, 2007).

Gerador de Indução (GI)

As máquinas de indução têm sido muito utilizadas como geradores em sistemas eólicos, tanto na versão em gaiola, quanto na de rotor bobinado. Para a operação como gerador a máquina de indução deve trabalhar acima da velocidade síncrona, sendo a faixa de operação estável muito estreita, tipicamente de 1 a 2% da velocidade síncrona (POLÍMIO, 2012). O gerador de indução pode ser conectado diretamente à rede elétrica, como ilustra a Figura 2.5. Neste caso é necessário prever um suprimento de reativos para o GI, evitando que tal energia tenha que vir da rede elétrica. A vantagem deste arranjo é sua simplicidade e baixo custo. No entanto, não há qualquer possibilidade de regulação do fluxo de potência ativa, o qual depende exclusivamente da energia

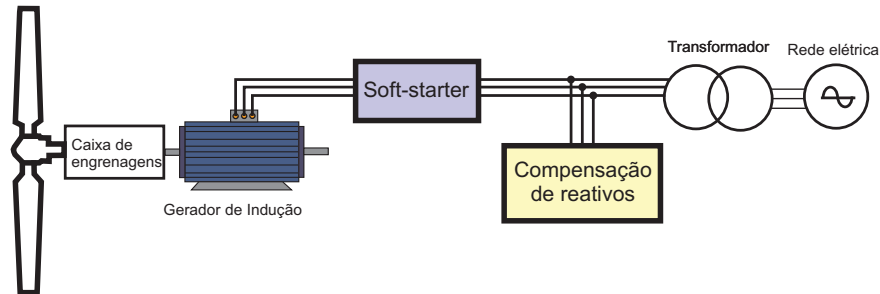


Figura 2.5: Gerador de indução diretamente conectado à rede elétrica de alimentação.

retirada do vento, o que leva a flutuações de tensão no ponto de acoplamento. Além disso, variações no vento produzem torques pulsantes em todo sistema mecânico. Tais arranjos são comuns em sistemas de menores potências. Nesses casos estes sistemas que operam com velocidades constantes devem fazer uso de dispositivos aerodinâmicos de regulação de potência (controles de *pitch* ou de *stall*). O sistema deve prever um soft-starter para a minimizar as correntes de *inrush* e evitar afundamentos de tensão na rede (POLÍMIO, 2012).

Nas máquinas de rotor bobinado tem-se acesso ao enrolamento do rotor, sendo possível adicionar uma resistência em série com o enrolamento do rotor, o que leva a uma alteração da curva de torque de modo a se ter uma maior variação de velocidade dentro da faixa de excursão da potência, conforme mostra a Figura 2.6. Com variação da resistência elétrica do rotor é possível ampliar a faixa de variação de velocidade para de 2 a 5% (FILHO, 2010). O conversor que emula a resistência elétrica variável opera com baixa tensão e alta corrente e processa uma pequena parcela da potência gerada. Sua ação permite regular a potência ativa injetada na rede em situações de elevada velocidade do vento.

A Figura 2.7 apresenta um arranjo com o gerador de indução com rotor bobinado (*GIRB*), no qual o gerador tem aplicada no enrolamento do rotor uma tensão alternada controlada. Quando o gerador opera acima da velocidade síncrona, potência é enviada à rede tanto pelo enrolamento do estator (diretamente conectado à rede) quanto pelo de rotor, através de conversores CA-CC e CC-CA. Abaixo da velocidade síncrona, injeta-se potência no gerador através do enrolamento do rotor, de modo que se tem controle sobre o campo girante da máquina. Uma faixa de variação de $\pm 30\%$ da velocidade é possível com um conversor que processa aproximadamente $\pm 30\%$ da potência nominal do gerador. Além disso, é possível controlar tanto o fluxo de potência ativa quando o

de potência reativa, melhorando o comportamento na interconexão com a rede elétrica. Este arranjo prescinde de procedimentos de partida suave e de fornecimento de reativos, pois ambas funções podem ser realizadas pelos conversores utilizados. Esta configuração é, naturalmente, de maior custo do que as anteriores, no entanto, torna-se possível uma maior produção de energia elétrica e há menores esforços sobre a caixa de engrenagens (FILHO, 2010; BLAABJERG; CHEN, 2006).

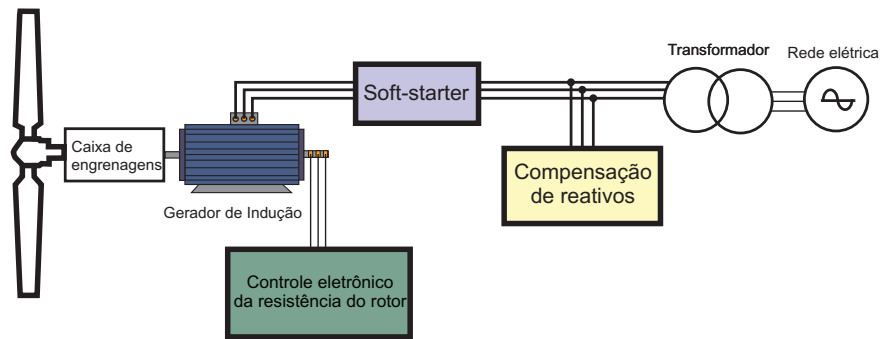


Figura 2.6: Gerador de indução com rotor bobinado e controle da resistência do rotor.

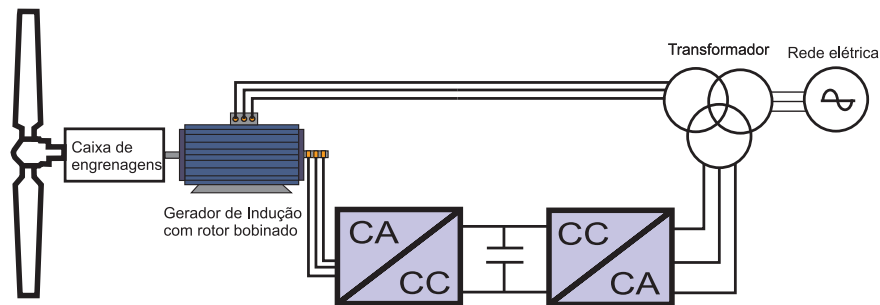


Figura 2.7: GIBB conectado à rede por meio de um conversor *back to back*.

Para possibilitar o controle de potências do GIBB, são usados conversores (CA-CA). Estes conversores são compostos, geralmente, por duas pontes trifásicas de dois níveis, controladas por chaves semicondutoras de potência do tipo IGBT que compartilham o mesmo elo de corrente contínua (SIMÕES; FARRET, 2004). Este conversor também é conhecido com a denominação *back to back*. A estrutura de funcionamento deste conversor é apresentada na Figura 2.7. Uma outra vantagem no emprego do gerador de indução duplamente alimentado é o fato do conversor ter que processar somente 30% da potência total do gerador, o que diminui o custo do sistema de geração (SIMÕES; FARRET, 2004; DATTA; RANGATHAN, 2002).

Gerador de Relutância Variável

Um diagrama esquemático de uma possibilidade de sistema de geração eólico conectado à rede elétrica utilizando o GRV é mostrado na Figura 2.8. O sistema de geração é baseado no controle de dois conversores separadamente. O conversor conectado ao GRV regula a extração da máxima potência elétrica de acordo com o perfil eólico do sistema. A máquina de relutância é discutida no item 2.2.

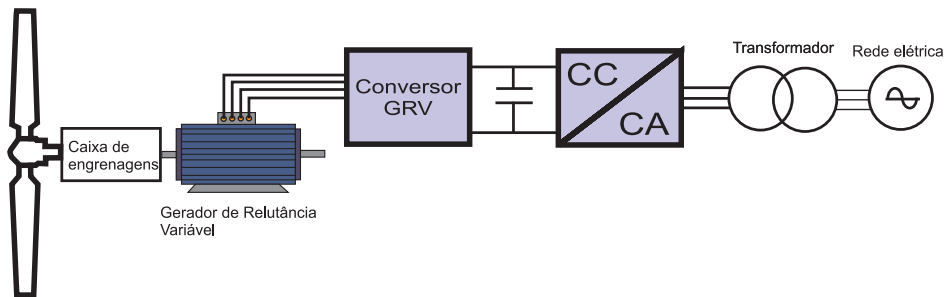


Figura 2.8: Estrutura de conversores em cascata para geração eólica utilizando o GRV.

O conversor conectado à rede elétrica é controlado de tal forma que a referência de tensão do capacitor do elo de corrente contínua seja atendida através do fluxo de potência da rede para o capacitor ou vice-versa e o inversor conectado ao GRV atende sua demanda de potência através do controle de sua corrente ou tensão. Assim em um processo de regeneração de energia, a tensão do capacitor do elo de corrente contínua aumenta e, para manter a referência de tensão, o controle do conversor conectado à rede transmite o excesso de potência para o barramento infinito (RODRÍGUEZ et al., 2005).

Na literatura foram encontrados artigos que abordam a conexão do GRV com a rede elétrica em sistemas de geração eólica com velocidade variável. Em (CARDENAS et al., 2005) os autores utilizaram duas estratégias de controle de potência de saída para um GRV: ângulo de condução fixo com controle PWM e ângulo de acionamento variável. Os experimentos mostraram uma alta eficiência do sistema para uma ampla faixa de variação de velocidade. Entretanto, o controle utilizando PWM, em situações de velocidade variável em faixa ampla de velocidades é contestado por (SAWATA, 2001) por sua complexidade de hardware. O conversor para acionar o GRV utilizado por (CARDENAS et al., 2005) é um conversor *buck* para magnetizar as fases da máquina, aumentando a complexidade do sistema proposto.

Em (D.; XU; LITTLER, 2007) foi desenvolvido um sistema de controle da potência gerada pelo GRV utilizando controle por histerese e observou-se um resultado satisfatório

apenas para baixas velocidades de operação. Em (AZONGHA et al., 2010) foi proposto um sistema de controle no qual a potência enviada para a rede é controlada diretamente pelo inversor conectado à rede. Observou-se que esta forma de controle possui resposta lenta e baixo desempenho para situações de grandes variações de velocidade.

Um sistema que consiste em controlar a potência gerada por um GRV 6/4 conectado a uma rede de corrente contínua foi proposto em (LI et al., 2010). O conversor utilizado necessita de um conversor *buck-boost* para regular a tensão de magnetização do GRV.

Uma alternativa que é analisada em trabalhos existentes na literatura está relacionada ao desenvolvimento de controladores para conectar o GRV diretamente com a carga elétrica por meio do conversor do GRV. Em (CHEN, 2008; SHAD; EMADI, 2000) foram realizados controles utilizando lógica fuzzy para manter constante a potência gerada por um GRV 6/4, e observou-se que o controle manteve a potência desejada para uma dada faixa de velocidades, porém a eficiência do sistema diminuiu bruscamente com a queda de velocidade. Outros controles utilizando otimização do ângulo de chaveamento do GRV foram realizados em (SOZER; TORREY, 2000; IORDANIS; MADEMLIS, 2006), porém requerem alto poder de processamento e armazenamento de tabelas.

2.2 Estrutura e princípio de funcionamento da máquina de relutância variável

A máquina de relutância variável (MRV), em inglês (*switched reluctance machine*) é uma concepção primitiva, e seu conceito básico de funcionamento foi estabelecido por volta de 1838. Entretanto, apenas com o desenvolvimento da eletrônica de potência, no final da década de 60, tornou-se possível a utilização desta máquina operando em aplicações que requerem operação em regime de velocidades variáveis (KRISHNAN, 2001).

2.2.1 Estrutura básica

A MRV é uma máquina de saliência dupla (no rotor e no estator) que possui bobinas de campo nas ranhuras do estator como o motor CC, e não possui bobinas ou ímãs no seu rotor. O rotor é composto por material ferromagnético com saliências regulares. Na Figura 2.9 observa-se uma MRV 8/6 (número de pólos do estator / número de pólos do rotor). Outras possibilidades de construção existentes são 6/4, 10/4, 12/8 e 12/10, entre outras configurações.

O funcionamento da MRV como motor baseia-se no princípio da relutância mínima, ou seja, quando o enrolamento sobre um par de pólos do estator é energizado, os pólos do rotor são atraídos para uma posição que represente a relutância mínima (eixos alinhados), gerando um torque no rotor. Enquanto dois pólos do rotor estão alinhados com os pólos do estator outros pólos do rotor estão desalinhados. Estes outros pólos do estator são acionados trazendo os pólos do rotor para o alinhamento. Pelo chaveamento sequencial dos enrolamentos do estator, há produção de torque eletromagnético e o rotor gira (SAWATA, 2001).

2.2.2 Relutância variável

A fim de simplificar a abordagem considera-se que os efeitos de dispersão e saturação magnética sejam desprezíveis na MRV. Portanto, realiza-se uma idealização da máquina.

A tensão nos terminais de um enrolamento da máquina de relutância variável é dada por:

$$v(t) = Ri(t) + \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (2.5)$$

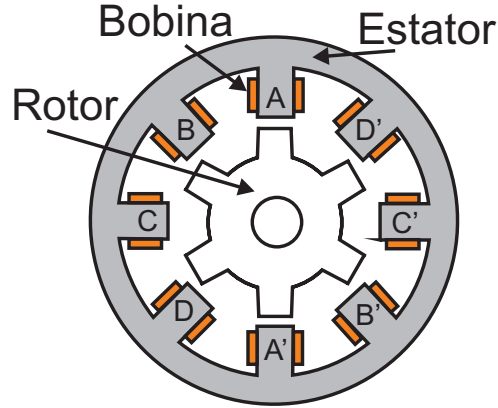


Figura 2.9: Vista frontal máquina a relutância variável 8/6.

Onde: $v(t)$ e $i(t)$ são respectivamente a tensão e a corrente instantâneas; R é a resistência ôhmica do enrolamento; ϕ é o fluxo enlaçado pelas bobinas do estator.

O fluxo relaciona-se com a corrente do circuito através da indutância própria L da seguinte forma:

$$\phi = Li \quad (2.6)$$

A relutância (Equação 2.7) em máquinas de dupla saliência apresenta grandes variações com a posição angular do rotor devido às características construtivas, pois o entreferro e , conseqüentemente, a permeabilidade equivalente variam em razão ao movimento relativo entre o rotor e o estator. Devido a este fato que denominou o nome de máquina de relutância variável (SILVEIRA, 2008).

$$\mathfrak{R}(\theta) = \frac{l(\theta)}{A(\theta)\mu(\theta)} \quad (2.7)$$

sendo que: μ é a permeabilidade equivalente, l é o comprimento médio do circuito magnético e A é a área transversal por onde circula o fluxo enlaçado.

A indutância L relaciona-se com a relutância do circuito magnético de acordo com:

$$L(\theta) = \frac{N^2}{\mathfrak{R}(\theta)} \quad (2.8)$$

sendo que: N é o número de espiras do enrolamento.

Como a indutância está relacionada com relutância, tem-se um indutância variável em relação à posição angular do rotor.

Substituindo (2.6) em (2.5) e considerando que a posição relativa do rotor é definida pela coordenada angular θ , tem-se que:

$$v = Ri + L(\theta) \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (2.9)$$

Como $w = \frac{d\theta}{dt}$ então:

$$v = Ri + L(\theta) \frac{\partial i}{\partial t} + iw \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

Sendo que : Ri é queda de tensão resistiva, $L(\theta) \frac{\partial i}{\partial t}$ é queda de tensão de natureza indutiva e $iw \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}$ é a força contra eletromotriz.

2.2.3 Equação do torque da MRV

O torque eletromagnético em uma máquina de relutância é desenvolvido em virtude da variação da relutância equivalente com relação a posição do rotor. Com base neste princípio, o motor de relutância é diferente dos outros tipos de máquinas elétricas, tais como máquinas CC, síncronas de polos lisos e a máquina de indução (GOPALAKRISHNAN et al., 2001). A produção de torque na máquina de relutância variável é resultante da variação de energia magnética armazenada em função da posição do rotor. Esta mesma relação também se aplica para relés eletromagnéticos, solenoides atuadores e outros dispositivos onde uma força é produzida entre duas superfícies magnéticas, incluindo todas as máquinas com saliência (YUAN, 2000).

Diversos livros sobre conversão eletromecânica de energia e de máquina elétricas como (KRISHNAN, 2001) mostram que o torque de relutância é dado por:

$$T_e = \frac{\delta W'_f}{\delta \theta} = \frac{\delta W'_f(i, \theta)}{\delta \theta} = \frac{dL(i, \theta)}{d\theta} \frac{i^2}{2} \quad (2.11)$$

no qual (W'_f) é a coenergia.

Como consequência da equação 2.11 tem-se:

- (a) o torque é proporcional ao quadrado da corrente elétrica na fase da máquina, permitindo que a MRV seja acionada por correntes unipolares.
- (b) a constante de torque é dada pela derivada da indutância em função da posição do rotor. Como a indutância depende da corrente e da posição do rotor temos uma não linearidade natural.

- (c) devido ao fato do torque ser proporcional ao quadrado da corrente ,tem-se alto torque de partida semelhante a máquina de corrente contínua tipo série.
- (d) a ação de geração é possível com uma corrente unipolar devido à operação da MRV sob a derivada negativa da indutância.
- (e) devido às características a-d acima mencionadas a MRV pode operar nos 4 quadrantes do gráfico torque- velocidade.

2.2.4 Perfil da indutância

Como a relutância do circuito magnético da MRV depende da posição do rotor, duas posições podem ser destacadas para a MRV como apresentado na Figura 2.10: posição alinhada (quando um par de polos está alinhado com os pólos do estator) e a desalinhada (quando o eixo polar do rotor está desalinhado com os polos do estator). Para facilitar o entendimento consideramos apenas a fase A da máquina. Inicialmente supõe-se que o rotor se encontra na posição totalmente desalinhada. Neste caso, com a fase A energizada, o rotor tenderá a alinhar-se com os polos do estator da fase A. Neste intervalo (0° a θ_1 Figura 2.11) a indutância da bobina da fase A têm seu valor mínimo. A partir da posição θ_1 até a posição de total alinhamento θ_2 a indutância da máquina cresce linearmente e há produção de conjugado. Na posição θ_2 ocorre a indutância máxima, momento em que a fase deve ser então desenergizada, para evitar a produção de conjugado negativo que tenderia a parar o movimento. A inércia do rotor faz com que este continue seu movimento diminuindo a indutância até a posição θ_3 de indutância mínima permanecendo assim até a posição θ_4 , quando então recomeça o ciclo. A Figura 2.11 apresenta o perfil da indutância de fase da MRV.

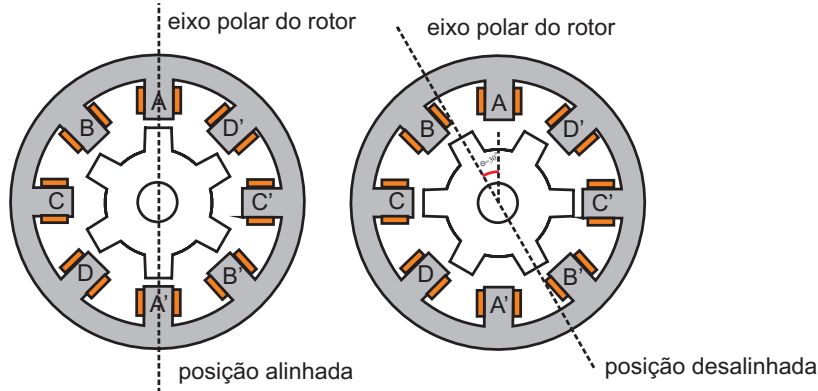


Figura 2.10: Posições básicas do rotor

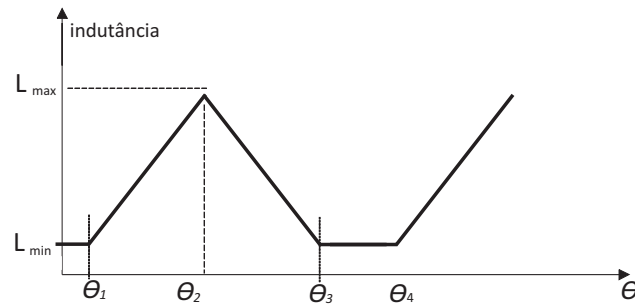


Figura 2.11: Perfil da indutância da MRV.

2.3 Aspectos construtivos

A Figura 2.12 apresenta uma MRV 12/8. O rotor e o estator são geralmente constituídos de material magnético laminado, limitando as correntes parasitas. Os polos salientes do rotor e do estator podem ter largura iguais ou diferentes, fato que implica diretamente nas características elétricas da MRV.

Devido à necessidade da dualidade dos polos magnéticos para criar um caminho para o fluxo no estator, é necessário que o número de polos do estator (N_s) seja par (SILVEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001). O número de polos no rotor (N_r) tem que ser tal que sempre exista um polo no rotor desalinhado com um polo no estator. Portanto, o número de polos no estator e no rotor devem seguir a seguinte relação:

$$N_s = 2kF \quad (2.12)$$



Figura 2.12: Máquina de relutância variável 12/8.

$$N_r = 2k(F \pm 1) \quad (2.13)$$

Sendo F o número de fases, $2k$ o número de polos por fase.

O GRV opera com tensões e correntes pulsadas, a frequência dos pulsos das correntes geradas pelo GRV é dada pela Expressão 2.14 (ANDRADA; BLANQUE; TORRENT, 2009; SILVEIRA, 2008):

$$f_p = \frac{F \cdot N_s \cdot w}{60} \quad (2.14)$$

f_p é a frequência dos pulsos em Hz , w é a velocidade da máquina.

A escolha da configuração da MRV depende da aplicação a que se destina e o número de fases do conversor disponível para operação. Um número maior de fases melhora a tensão de saída e reduz o capacitor de filtro do barramento CC do conversor quando a MRV opera como gerador. Quando se utiliza uma MRV que possui um número reduzido de polos tem-se uma alta oscilação de torque, por outro lado, o custo do conversor é reduzido quanto menor for o número de polos da máquina. A Figura 2.3 apresenta os tipos mais comuns de máquinas de relutância variável (ANDRADA; BLANQUE; TORRENT, 2009; KRISHNAN, 2001).

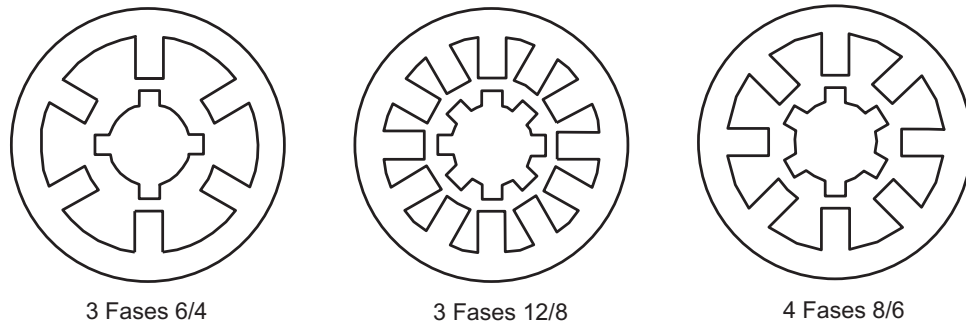


Figura 2.13: Exemplos de configurações estruturais da MRV.

2.4 O gerador de relutância variável (GRV)

O gerador de relutância variável (GRV), assim como qualquer outra máquina operando como gerador, é um conversor eletromecânico de energia capaz de transformar energia mecânica em energia elétrica. Para a operação como gerador, a máquina deve ser excitada durante o decrescimento da indutância e um torque mecânico deve ser aplicado no eixo da máquina. A magnetização da fase somada à entrada de conjugado mecânico no eixo da máquina faz com que apareça uma força contra eletromotriz que aumenta a taxa de crescimento da curva de corrente, caracterizando o processo de geração de energia elétrica (TORREY, 2002; SILVEIRA, 2011).

Um sistema de acionamento típico para o gerador de relutância variável é mostrado na Figura 2.14. Esta estrutura de acionamento do GRV consiste em um conversor e um sistema de controle em malha fechada, visto que o GRV é instável para operação em malha aberta (TORREY, 2002). O conversor da Figura 2.14 está representado para acionamento de apenas uma fase do GRV. O conversor para um GRV de número de fase maior é apresentado a seguir. O GRV pode alimentar a carga diretamente como mostrado na Figura 2.14 ou enviar a energia para a rede elétrica utilizando outro conversor eletrônico de potência.

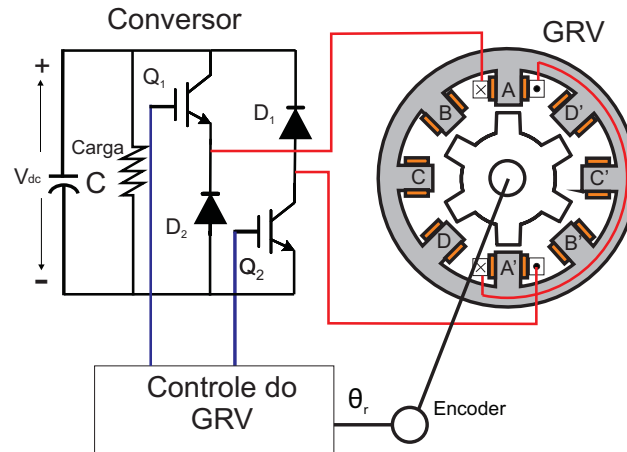


Figura 2.14: Sistema de acionamento do GRV.

2.4.1 O conversor eletrônico de potência do GRV

O acionamento básico do GRV funciona em duas etapas : excitação e geração. A etapa de excitação é realizada quando um das fases do GRV é submetida à tensão de excitação, o que provoca a passagem de uma corrente crescente através do enrolamento desta fase Figura 2.15. Na geração a corrente passa da fase do GRV para a carga. A cada período de excitação a tensão do barramento transfere energia para o campo magnético da fase correspondente. No período de geração essa energia flui para a carga em conjunto com a parcela resultante da conversão da energia mecânica em elétrica (KRISHNAN, 2001; CARDENAS et al., 2005; JEBASEELI; SUSITRA, 2010). Portanto o conversor responsável por acionar o GRV deve ser capaz de aplicar tensão nas fases da máquina individualmente e criar um caminho para que a energia gerada possa fluir para a carga elétrica.

Existem diversos conversores para o acionamento do GRV, porém o conversor meia ponte assimétrica AHB (*Assimetric Half Bridge*), Figura 2.16, é o mais utilizado por sua robustez e por permitir os estágios de regeneração de energia e de roda livre quando necessários.

O conversor da Figura 2.16 torna o GRV auto excitado, uma excitação inicial é requerida para o funcionamento do GRV. Geralmente a excitação inicial é fornecida por uma fonte externa (uma bateria, por exemplo) até que o capacitor seja carregado. Esse mesmo capacitor passa a excitar as fases quando a fonte externa é desligada. O capacitor também tem a função de estabilizar a tensão entregue à carga. Pode-se criar

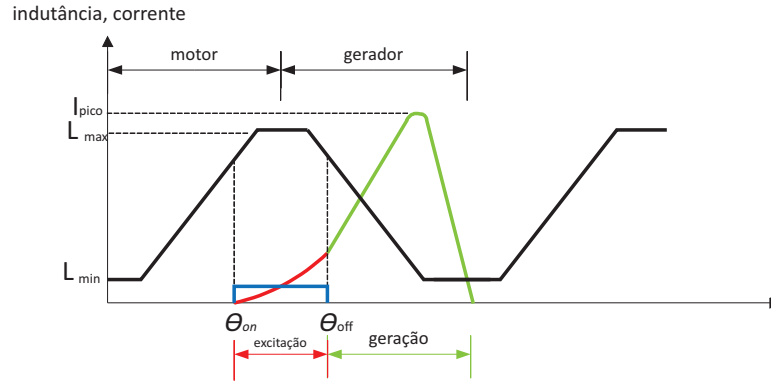


Figura 2.15: Período de excitação (durante derivada negativa da indutância) e geração para uma fase do GRV.

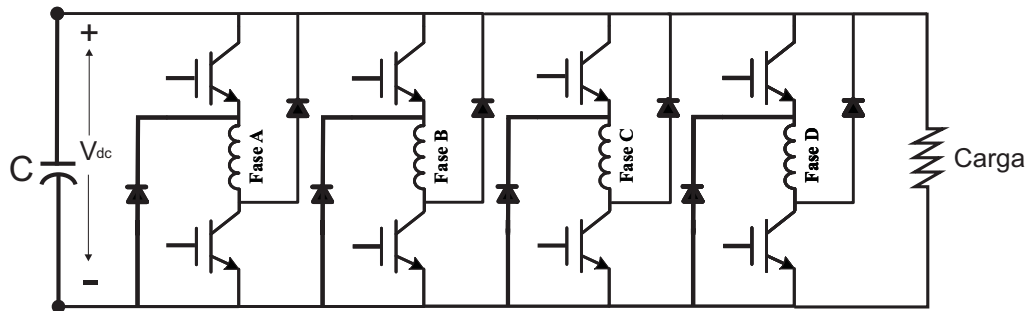


Figura 2.16: Conversor AHB para GRV de 4 fases.

um estágio de regeneração e repor a energia de uma bateria utilizada para excitação inicial das fases. As Figuras 2.17(a) e 2.17(b) ilustram as etapas de funcionamento do conversor AHB. Na etapa de excitação (Figura 2.17(a)) as duas chaves da fase a ser excitada são acionadas, então uma corrente flui do capacitor para a fase, magnetizando-a. Após o intervalo de excitação as duas chaves são abertas e os diodos passam a conduzir a energia gerada para a carga, e recarregam o capacitor (Figura 2.17(b)). Este processo se repete ciclicamente para cada fase do conversor.

Uma das principais vantagens deste tipo de conversor é sua flexibilidade no controle de corrente em cada fase individualmente. Além disso a configuração deste conversor tem como vantagem a confiabilidade, no sentido de não permitir curto-circuito no barramento CC do conversor, devido ao fato de ter as chaves ligadas em série com o enrolamento do máquina (SAWATA, 2001; YANG et al., 2008). Entretanto, essa configuração não é a mais barata, pois necessita de duas chaves semicondutoras por fase do

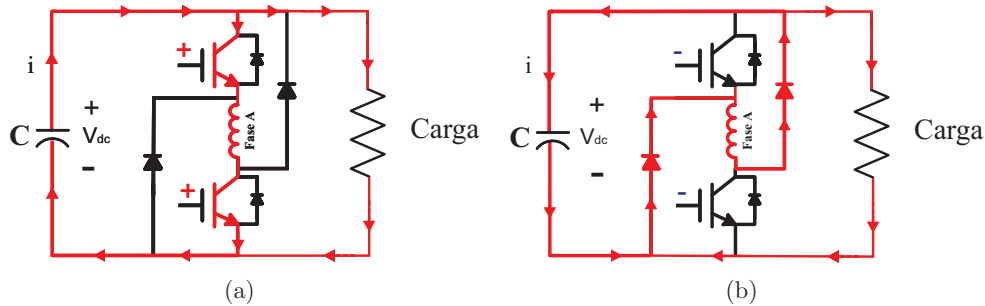


Figura 2.17: a) Período de excitação do GRV b) Período de geração do GRV .

GRV. Existem topologias que utilizam menos de duas chaves por fase do GRV, como as mostradas em (SAWATA, 2001; KRISHNAN, 2001; TAKAHASHI et al., 2006), entretanto essas topologias apresentam limitações como não regeneração de energia e não possibilidade da etapa de roda livre.

Outra configuração conhecida como AHB simplificada é apresentada na Figura 2.18. Esta configuração do conversor é interessante quando se utiliza o GRV com outra fonte complementar de energia, visto que é necessário uma fonte externa V_{ext} para magnetizar as fases a cada ciclo (TAKAHASHI et al., 2006).

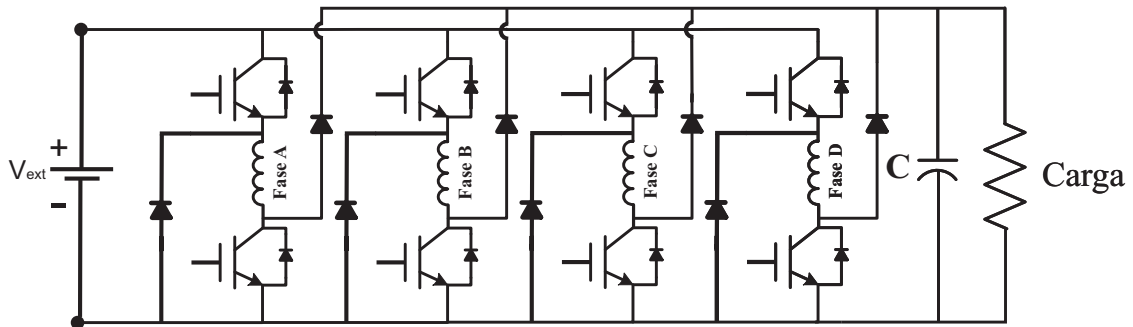


Figura 2.18: Conversor AHBC simplificado para GRV de 4 fases.

2.4.2 Controle e acionamento do GRV

O controle do GRV é realizado por meio do controle das chaves do seu conversor. Os requisitos para o controle GRV dependem de cada aplicação. As grandezas que permitem controlar a geração do GRV são o período de excitação, a velocidade de operação e a tensão de excitação (SAWATA, 2001). Quando a carga está conectada diretamente

ao conversor (Figura 2.16) é necessário fornecer uma tensão controlada à carga. Caso ocorra variação na carga o controle deve atuar sobre as grandezas supracitadas a fim de manter a tensão gerada constante. Este controle é conhecido como controle de tensão de barramento do GRV. Existem diversos controles propostos para este tipo de configuração como apresentado em (SILVEIRA, 2011). O controle da tensão de barramento é importante para aplicações embarcada como veiculares e aeroespaciais, onde existe a necessidade de manter a tensão do barramento cc (responsável por alimentar as cargas) em um valor constante (SAWATA, 2001). A Figura 2.19 ilustra a configuração típica deste tipo de controle.

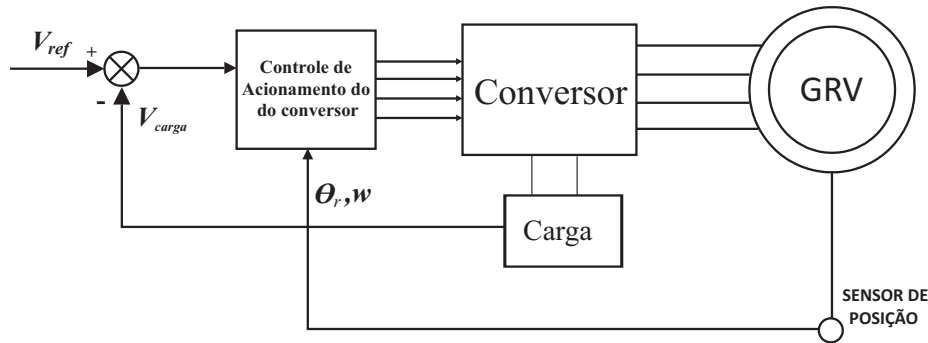


Figura 2.19: Estrutura de controle de tensão de barramento.

Quando se deseja que o GRV opere em seu ponto ótimo de geração é desejável controlar diretamente a potência gerada pelo GRV (MUYEEN, 2012; CARDENAS et al., 2004). O controle típico é mostrado na Figura 2.20. Este controle geralmente é utilizado para geração elétrica conectada com a rede elétrica como pode ser visto em (MUYEEN, 2012; CARDENAS et al., 2004). As principais aplicações deste tipo de controle são em geração eólica e em geradores acionados por turbinas a vapor (FANG; XIAO; ZHAI, 2010). Observa-se que, neste caso, o GRV não está conectado diretamente com a carga, e sim com outro conversor de potência que é responsável por enviar a energia gerada, que é pulsada, em forma de corrente alternada para rede elétrica.

Para realizar os controles supracitados o GRV pode ser acionado basicamente por três modos, conforme (BAE; KRISHNAN, 1996; SCHULZ; RAHMAN, 2003): operação através de PWM (*Pulse width modulation*), regulador de corrente por histerese e operação a pulso único.

O fluxo magnético do gerador de relutância variável não é constante e deve ser estabelecido a cada período de chaveamento. Na operação como gerador, o fluxo magnético

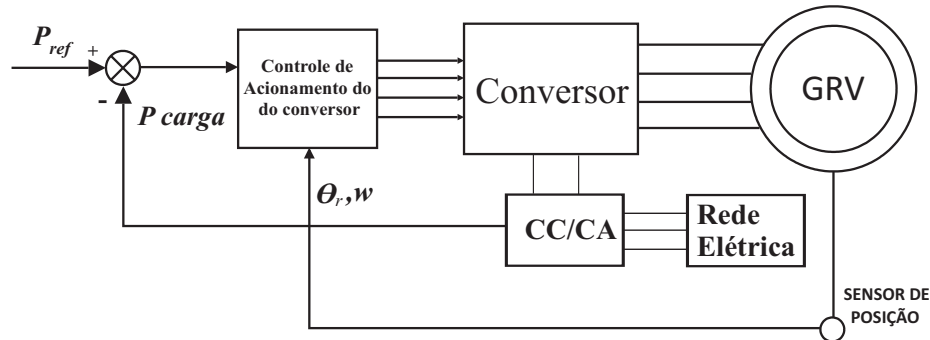


Figura 2.20: Estrutura de controle de potência gerada.

deve ser estabelecido quando os polos do rotor estão se desalinhando dos polos do estator. O processo de chaveamento é controlado pelos ângulos de energização θ_{on} e de desligamento θ_{off} . Geralmente a magnetização do GRV é iniciada antes do início do desalinhamento dos polos de forma que no momento do desalinhamento o campo já esteja estabelecido, aumentando a eficiência do GRV.

Acionamento via PWM de tensão

Esta forma de acionamento do GRV é geralmente utilizada para operação em baixas e médias velocidades. Durante a operação pulsos de tensão são aplicados no GRV de forma a manter a corrente na fase do GRV constante durante o período de magnetização. Um controlador PI regula a modulação PWM. A Figura 2.21 ilustra esta forma de acionamento.

Acionamento via regulador histerese de corrente

Esta forma de controle também é utilizado para operação em média e baixa velocidade. O controle por histerese possui melhor resposta do que o controle PWM devido à não linearidade do GRV afetar o desempenho do controlador PI durante a operação do GRV (CARDENAS et al., 2004). A Figura 2.22 ilustra esta forma de acionamento. O controle por histerese atua nas chaves do conversor do GRV de acordo com a corrente da fase acionada. Ambas as chaves do conversor são acionadas em θ_{on} até que a corrente da fase aumente até o valor superior da histerese, quando o ambas as chaves são desligadas. Quando a corrente diminui até o nível mínimo de histerese apenas uma chave é desligada e a corrente circula em roda livre pelo diodo e a chave acionada. A

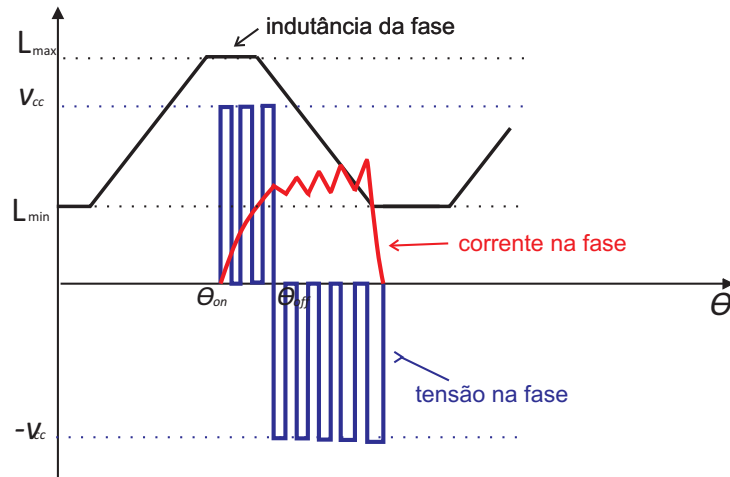


Figura 2.21: Acionamento por PWM de tensão.

corrente então começa a aumentar até atingir o valor máximo da histerese. Este ciclo se repete até o ângulo θ_{off} .

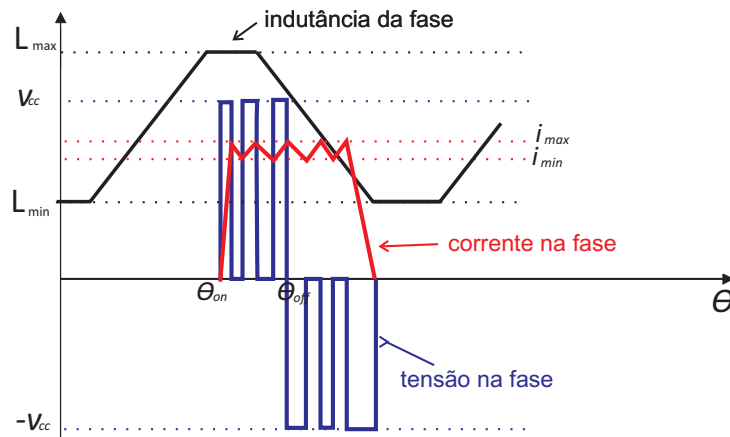


Figura 2.22: Regulador histerese de corrente.

Acionamento por pulso único

Em altas velocidades a força contra eletromotriz atinge valor maior que o barramento CC fazendo com que a corrente continue crescendo depois da abertura das duas chaves do conversor. Uma análise matemática deste fato é realizada em (FAHIMI; EMADI; SEPE R.B., 2004; SAWATA, 2001). Portanto, o controle por histerese não funciona para altas

velocidades . Neste caso apenas um pulso único é aplicado no intervalo $(\theta_{on}-\theta_{off})$. A Figura 2.23 apresenta o controle por pulso único.

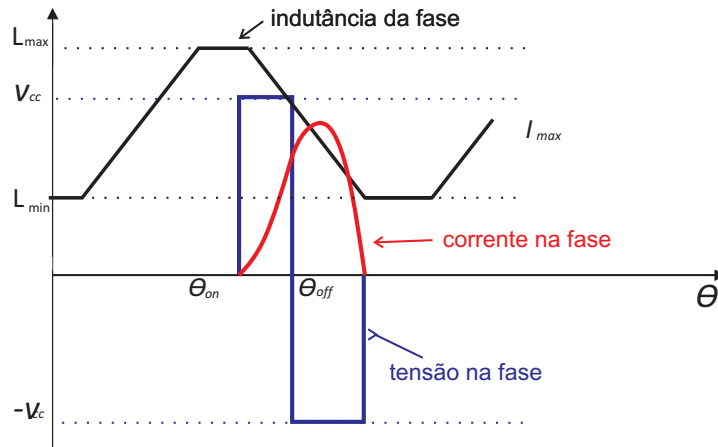


Figura 2.23: Acionamento por pulso único.

Modelagem e simulação da MRV

A modelagem matemática é uma ferramenta essencial e decisiva na construção, implementação e no acionamento de máquinas elétricas (SILVEIRA, 2008). Atualmente existem diversos recursos computacionais avançados que possibilitam realizar simulações com alta precisão tanto em regime permanente como em transitório. Com as simulações há um ganho em relação a tempo e ao custo do desenvolvimento. Entretanto, a eficiência das simulações está inteiramente relacionada com a precisão do modelo matemático utilizado. Assim, o modelo matemático deve retratar fielmente o comportamento das grandezas do sistema a ser simulado (BORGES, 2002).

Vários estudos têm sido realizados com o objetivo de obter modelos fidedignos que permitam uma simulação rápida sem requerer alto poder computacional, como os trabalhos apresentados em (SOARES; BRANCO, 2001; DING; LIANG, 2008; LACHMAN; MOHAMAD; FONG, 2004; EDRINGTON; FAHIMI, 2003).

Este capítulo trata da modelagem e simulação da MRV. Inicialmente mostra-se a obtenção das equações de estado da MRV, tomando como referência o procedimento realizada por (SILVEIRA, 2008). Algumas considerações são realizadas e então são apresentados dois modelos matemáticos simplificados: modelo matemático linear e modelo matemático senoidal. Entretanto o modelo utilizado nas simulações deste trabalho é um modelo não linear baseado nas curvas de magnetização obtidas experimentalmente. Este modelo é descrito detalhadamente. Para verificação do funcionamento deste modelo adotado dois sistemas de controle básicos para a MRV operando como motor e como gerador são apresentados e seus resultados são discutidos.

3.1 Modelagem matemática dinâmica

Seja um enrolamento de uma fase da MRV, apresentado na Figura 3.1, de induções própria e mútuas dependentes da posição angular do rotor(θ) e da corrente na bobina da fase(i). Esta bobina tem uma resistência interna R_j , na fase de ordem j e a corrente instantânea nesta fase i_j . A tensão nos terminais da bobina é dada por :

$$v_j = R_j i_j + \frac{\partial \phi_j}{\partial t} \quad (3.1)$$

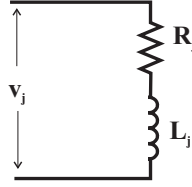


Figura 3.1: Circuito equivalente fase j de uma MRV.

Para uma MRV de F fases, o fluxo concatenado pela fase j é dado por:

$$\phi_j = L_{jj} i_j + \sum_{k=1}^F L_{jk} i_k, j \neq k. \quad (3.2)$$

Com j variando de 1 a F .

De (3.2) em (3.1) obtém-se a equação elétrica de fase j na forma:

$$v_j = R_j i_j + \frac{d}{dt} (L_{jj} i_j + \sum_{k=1}^F L_{jk} i_k). \quad (3.3)$$

Expandindo a soma pode-se escrever as equações para as F fases:

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + \frac{dL_{11} i_1}{dt} + \frac{dL_{12} i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{1F} i_F}{dt} \\ v_2 &= R_2 i_2 + \frac{dL_{12} i_2}{dt} + \frac{dL_{22} i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{2F} i_F}{dt} \\ &\dots \dots \dots \\ v_F &= R_F i_F + \frac{dL_{FF} i_F}{dt} + \frac{dL_{F2} i_2}{dt} + \dots + \frac{dL_{FF} i_F}{dt} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Expandindo também as derivadas dos produtos e considerando que L_{jk} é uma função

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \cdot \\ v_F \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & w \frac{\partial L_{12}}{\partial \theta} & \cdot & w \frac{\partial L_{1F}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ w \frac{\partial L_{21}}{\partial \theta} & R_2 & \cdot & w \frac{\partial L_{2F}}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ w \frac{\partial L_{F1}}{\partial \theta} & w \frac{\partial L_{F2}}{\partial \theta} & \cdot & R_F & 0 & 0 \\ -\frac{i_1}{2} \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & -\frac{i_2}{2} \frac{\partial L_2}{\partial \theta} & \cdot & -\frac{i_F}{2} \frac{\partial L_F}{\partial \theta} & D & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \cdot \\ i_F \\ w \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdot & L_{1F} & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ L_{21} & L_{22} & \cdot & L_{2F} & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{F1} & L_{F2} & L_{FF} & \cdot & 0 & i_F \frac{\partial L_A}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Designando por $[V],[R],[I],[L]$ e $[\dot{I}]$ respectivamente as matrizes da equação e isolando $[\dot{I}]$ tem-se a equação de estados da MRV.

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R] \quad (3.12)$$

A Equação 3.12 descreve completamente o estado de cada fase da máquina. As matrizes $[R]$ e $[L]$ dependem de parâmetros construtivos da máquina. Trata-se de uma equação diferencial e para cada matriz de entrada $[V]$ é possível encontrar a matriz de saída $[I]$. A integração da matriz de estados pode ser utilizada para simular este modelo. Entretanto para solução desta equação é necessário conhecer todos os pontos $L_j(\theta, i_j)$ e $L_{jk}(\theta, i_k)$.

Quase todos os textos técnicos que tratam da MRV desconsideram a influência do acoplamento mútuo entre as fases isto porque considera-se que cada fase é excitada a seu tempo e as indutâncias mútuas são pequenas (KRISHNAN, 2001; DING; LIANG, 2008; LACHMAN; MOHAMAD; FONG, 2004).

3.1.1 Modelo linear

Considerando que não ocorra saturação na MRV tem-se a curva de magnetização apresentada na Figura 3.2. Então, para o caso em que a largura do dente do estator é diferente do dente do rotor têm-se o perfil de indutância mostrado na Figura 3.2.

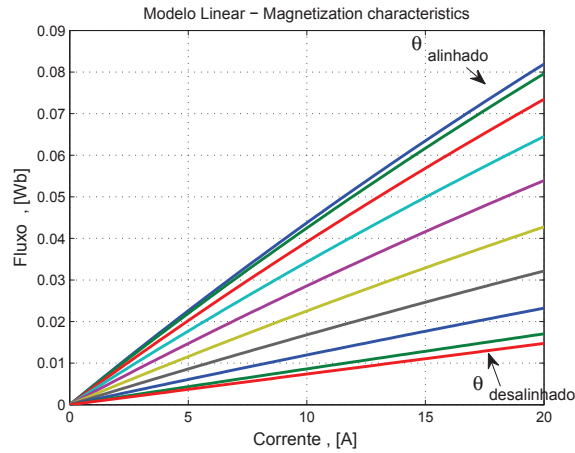


Figura 3.2: Curva magnetização.

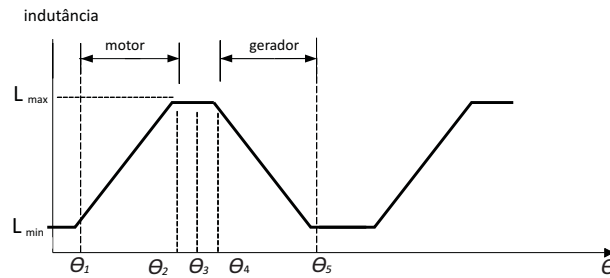


Figura 3.3: Modelo do perfil de indutância linear

A equação (3.1) permite escrever-mos :

$$v_j = R_j i_1 + L_j \dot{i}_j + i_j w \frac{\partial L_j}{\partial \theta} \quad (3.13)$$

A tensão induzida é dada por:

$$e = i_1 w \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \quad (3.14)$$

Na Figura 3.3, entre θ_1 e θ_2 a indutância cresce de L_{min} até L_{max} de modo que:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_2 - \theta_1} > 0 \quad (3.15)$$

Na Figura 3.3, entre θ_4 e θ_5 a indutância decresce de L_{min} até L_{max} de modo que:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = -\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} < 0 \quad (3.16)$$

A substituição das equações 3.15 e 3.16 na equação 3.11 resulta na expressão para uma MRV 8/6 pólos e 4 fases dada por:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}i_1 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & \frac{1}{2}i_2 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & \frac{1}{2}i_3 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & \frac{1}{2}i_4 \left[\frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \right] & D & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_2 \\ i_4 \\ w \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & \cdot & 0 & 0 & -i_1 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & L_2 & \cdot & 0 & 0 & -i_2 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & -i_3 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & -i_4 \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_5 - \theta_4} \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

A Equação 3.17 permite construir uma equação de estados mais simples permitindo simular o funcionamento da máquina com menores recursos computacionais e com rápido tempo de resposta.

3.1.2 Modelo senoidal

Apesar das vantagens supracitadas do modelo linear, o perfil da indutância real na MRV segue uma curva não linear, devido aos efeitos de saturação magnética da máquina. O perfil da indutância pode ser aproximado por uma senoide, Figura 3.4 resultando no modelo senoidal descrito a seguir.

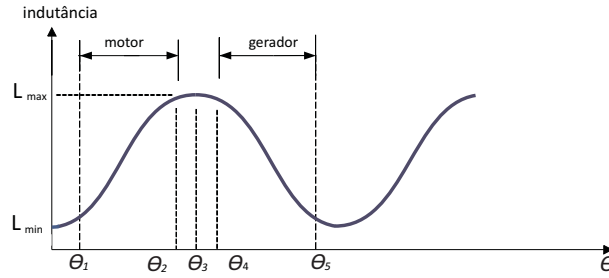


Figura 3.4: Perfil de indutância senoidal

Para aproximar os perfis das indutâncias das fases de uma MRV 8/6 como senoides, tem-se as seguintes equações para as indutâncias:

$$L_1 = A + B\cos(4\theta) \quad (3.18)$$

$$L_2 = A + B\cos(4\theta - 15^\circ) \quad (3.19)$$

$$L_3 = A + B\cos(4\theta - 30^\circ) \quad (3.20)$$

$$L_4 = A + B\cos(4\theta - 45^\circ) \quad (3.21)$$

Onde as constantes A e B são dadas por :

$$A = \frac{L_{max} + L_{min}}{2} \quad (3.22)$$

$$B = \frac{L_{max} - L_{min}}{2} \quad (3.23)$$

Derivando as equações 3.18 a 3.21 tem-se:

$$\frac{dL_1(\theta)}{d\theta} = -4B\sin(4\theta) \quad (3.24)$$

$$\frac{dL_2(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 15) \quad (3.25)$$

$$\frac{dL_3(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 30) \quad (3.26)$$

$$\frac{dL_4(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 45) \quad (3.27)$$

Então o toque eletromagnético é dado por :

$$T_{emag} = -2i_1^2 Bsen(4\theta) - 2i_2^2 Bsen(4\theta - 15) - 2i_3^2 Bsen(4\theta - 30) - 2i_4^2 Bsen(4\theta - 45) \quad (3.28)$$

Assim tem-se a equação matricial para o modelo senoidal.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & . & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & . & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 & 0 & 0 \\ -i_1 r_1 & -i_2 r_2 & -i_3 r_3 & -i_4 r_4 & D & 0 \\ 0 & 0 & . & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_2 \\ i_4 \\ w \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & . & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & L_2 & . & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & i_3 \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & i_4 \frac{\partial L_4}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & . & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & . & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Onde: $r_1 = \frac{dL_1(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta)$, $r_2 = \frac{dL_2(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 15)$, $r_3 = \frac{dL_3(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 30)$, $r_4 = \frac{dL_4(\theta)}{d\theta} = -4Bsen(4\theta - 45)$

3.1.3 Modelo não linear para MRV

A seguir será descrito o funcionamento do modelo proposto por (LE-HUY; BRUNELLE, 2005) que foi desenvolvido para simulação no *software* Simulink-Matlab. Este modelo é baseado nas curvas de magnetização que podem ser obtidas por ensaios experimentais, calculadas por elementos finitos ou determinadas analiticamente por meio de parâmetros disponíveis da máquina. As entradas deste modelo são as tensões nas fases do estator da máquina e as saídas são as variáveis mecânicas (torque, velocidade e posição do rotor).

Configuração geral do modelo

A configuração geral do modelo de simulação não linear pode ser observada na Figura 3.5. Este modelo pode ser dividido em 3 partes: modelo do circuito elétrico, cálculo do torque eletromecânico e o modelo mecânico.

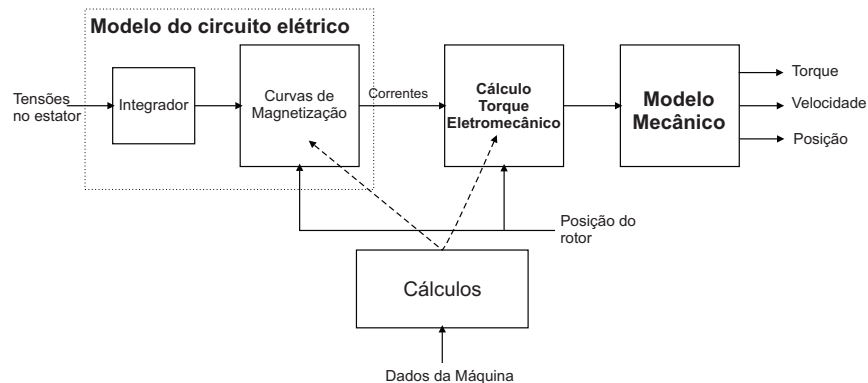


Figura 3.5: Configuração geral do modelo não linear.

Os dados das curvas de magnetização da máquina são utilizados para calcular as características magnéticas necessárias no modelo do circuito elétrico e para calcular o torque eletromecânico da máquina.

Modelagem do circuito elétrico

O circuito elétrico de uma MRV de F fases consiste em um resistor em série com uma indutância não linear para cada fase da máquina. Tem-se que a equação do fluxo para uma fase j da MRV fase é dada por:

$$\phi_j(t) = \int_0^t (V_j - R_j i_j) dt \quad (3.30)$$

As correntes nas fases do estator são funções não lineares $I(\phi, \theta)$ que podem ser calculadas através das curvas de magnetização $\phi(I, \theta)$. Portanto o circuito elétrico de uma fase da MRV é modelado como mostrada na Figura 3.6.

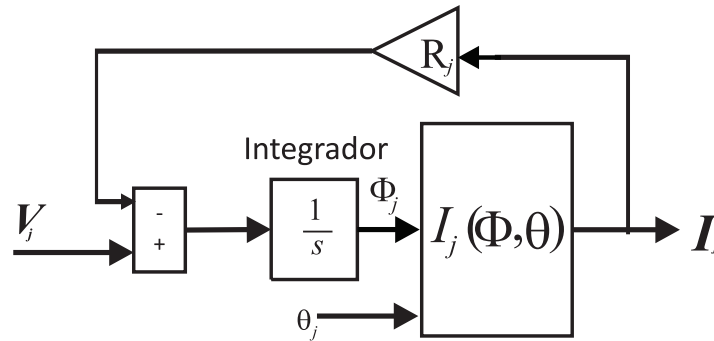


Figura 3.6: Modelo do circuito elétrico de uma fase da MRV.

Curvas de magnetização.

As curvas de magnetização $\phi(I, \theta)$ são altamente não lineares devido ao fato que a MRV opera principalmente na região de saturação. Estas curvas podem ser obtidas sobretudo de três maneiras : calculadas por elementos finitos, aproximação analítica e por medidas experimentais.

Cálculo por elementos finitos

Quando tem-se as características e dimensões físicas da MRV é possível utilizar o método de elementos finitos para calcular as curvas de magnetização. Os trabalhos (ZHANG et al., 2009, 2008; GANJI et al., 2010) mostram a eficiência deste procedimento para obtenção das características magnéticas da MRV. Para realizar os cálculos por elementos finitos são necessários alguns detalhes construtivos da máquina como : dimensões das lâminas, características magnéticas do material, tamanho do entreferro e o número e as dimensões das espiras do enrolamento do estator. Isto torna este método de difícil realização para casos onde não tem-se os dados do projeto da máquina.

Expressões analíticas para as curvas de magnetização

Quando deseja-se projetar o conversor e o sistema de controle ou quando apenas dados básicos da MRV são disponíveis é conveniente determinar as curvas de magnetização por meio de expressões analíticas. Nos trabalhos (TORREY; NIU; UNKAUF, 1995; SUN et al., 2006) são apresentadas algumas funções que calculam as curvas de magnetização da MRV de forma aproximada.

O modelo proposto por (LE-HUY; BRUNELLE, 2005) consiste em determinar as curvas de magnetização através de dados magnéticos da MRV nas posições alinhada e desalinhada.

Conforme mostrado na Figura 3.7, as equações de magnetização para as posições externas são dadas por :

$$\phi_a = L_a i \quad (3.31)$$

$$\phi_d = L_{asat} i + A(1 - e^{-Bi}) \quad (3.32)$$

Onde $A = \phi_m - L_{asat} I_m$ e $B = ((L_a) - L_{asat}) / (\phi_m - L_{asat} I_m)$;

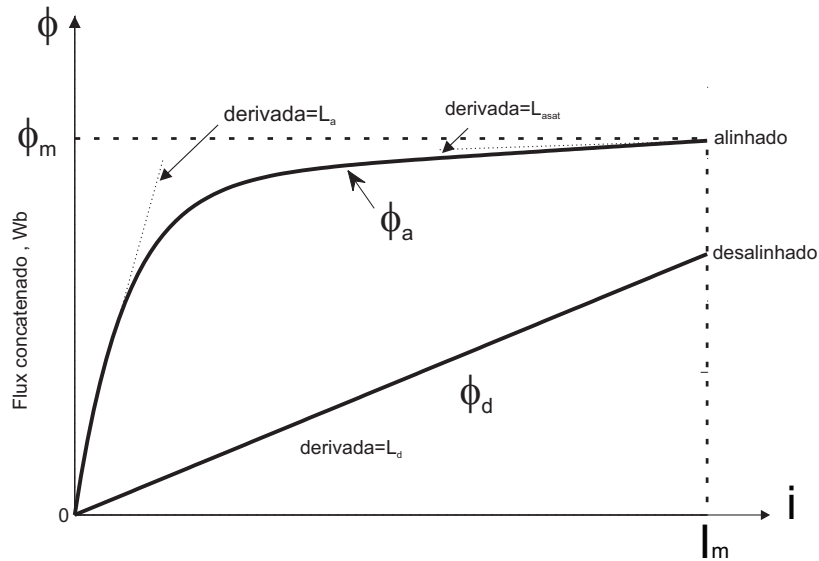


Figura 3.7: Curvas utilizadas para contruir modelo analítico.

As curvas intermediárias são deduzidas através das curvas externas utilizando a

função linear $f(\theta)$ que representa a variação do fluxo magnético concatenado em função da posição do rotor para uma MRV padrão. Esta função é dada por:

$$f(\theta) = \left(\frac{2N_r^3}{\pi^3}\right)\theta^3 - \left(\frac{3N_r^2}{\pi^2}\right)\theta^2 + 1 \quad (3.33)$$

Onde N_r é o número de polos do rotor.

Assim, as curvas de magnetização da MRV podem ser expressas como função da corrente e da posição do rotor :

$$\phi(i, \theta) = L_d i + [L_{asat} i + A(1 - e^{-Bi}) - L_d i] f(\theta) \quad (3.34)$$

Medidas Experimentais

As curvas de magnetização da MRV podem ser obtidas por meio de diversas formas de ensaio como os descritos em (DING; LIANG, 2010). Uma forma de medição das curvas de magnetização é baseada na Equação 3.30. Para cada posição do rotor, uma tensão é aplicada no enrolamento da fase da máquina e os sinais de corrente e a tensão são medidos e armazenados. Então, as curvas de magnetização são obtidas apartir do processamento das formas de onda da tensão e da corrente. Na Figura 3.8 observa-se as curvas de um ensaio experimental realizado em uma MRV 8/6 obtida em (MILLER; MCGILP, 1990).

Esta forma de obtenção das curvas é a mais precisa, porém é necessário um *setup* experimental para realizar as medidas na máquina

Torque eletromecânico

O torque eletromecânico na MRV é a soma dos torques individuais desenvolvidos em cada fase. Quando as curvas de magnetização são obtidas experimentalmente ou por elementos finitos o torque eletromecânico é calculado utilizando a Equação 2.11. Para os casos nos quais as curvas de magnetização são obtidas analiticamente pela Equação 3.33, o torque eletromecânico para cada fase pode ser calculado utilizando as equações 3.34 e 2.11, então :

$$T_{ej}(i, \theta) = \left[\frac{L_{asat} i^2}{2} + Ai - \frac{A(1 - e^{-Bi})}{B} \right] f'(\theta) \quad (3.35)$$

Onde $f'(\theta)$ é dada por :

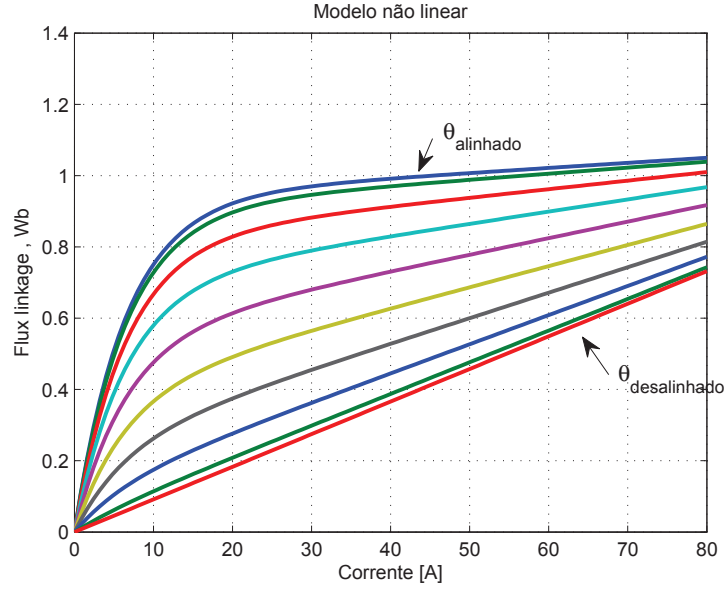


Figura 3.8: Curvas de magnetização obtidas experimentalmente.

$$f'(\theta) = \left(\frac{6N_r^3}{\pi^3}\right)\theta^2 - \left(\frac{6N_r^2}{\pi^2}\right)\theta \quad (3.36)$$

Modelo mecânico

A equação do modelo mecânico é dada por:

$$T_m = T_{emag} - Dw - J\frac{dw}{dt} \quad (3.37)$$

A Figura 3.9 apresenta o modelo mecânico da MRV.

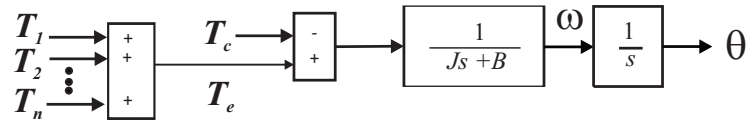


Figura 3.9: Modelo mecânico da MRV

3.1.4 Modelo Adotado

Devido à melhor precisão, o modelo adotado para simulação neste trabalho foi o modelo não linear com os dados experimentais da máquina de relutância variável 8/6,280V, 7.5kW que foi obtido a partir de (MILLER; MCGILP, 1990). Na seção 6.2 (Anexo B) são apresentados os dados do GRV utilizado.

3.2 Simulações

3.2.1 Modelagem da máquina no simulink

O modelo não linear desenvolvido por (LE-HUY; BRUNELLE, 2005) tornou-se um bloco da livreria SimPowerSystem do Simulink. Este bloco possui um estrutura de funcionamento que pode ser visualizada na Figura 3.10. A partir dos dados de magnetização da MRV são criadas duas tabelas. A tabela das correntes(ITBL) utilizada no modelo do circuito e a tabela de torque (TTBL) que obtém o toque eletromecânico de cada fase. Para valores de entrada que não existem nas tabelas as saídas são obtidas por interpolação linear. O torque eletromecânico total é obtido pela soma dos torques das fases e então é enviado para o modelo mecânico. A posição do rotor é obtida pela integração da velocidade da máquina. As linhas em negrito referem-se aos múltiplos fluxos de dados que dependem do número de fases da máquina. As correntes obtidas da tabela das correntes são geradas nos terminais do modelo da máquina.

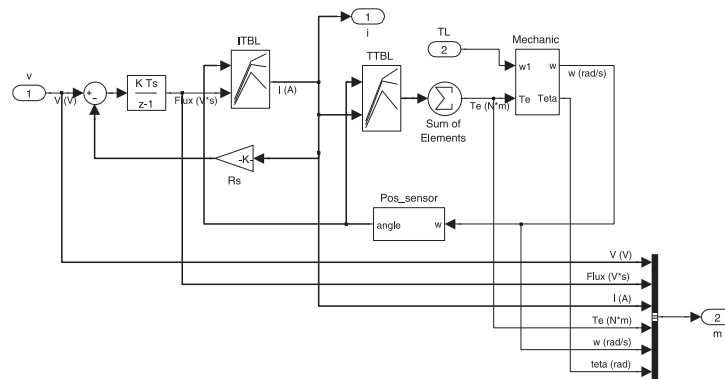


Figura 3.10: Diagrama MRV simulink.

As Figura 3.11 apresenta o gráfico da Tabela das correntes.

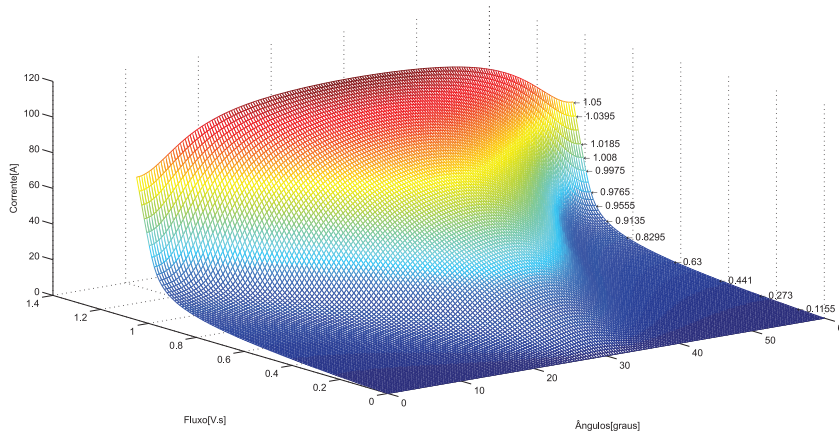


Figura 3.11: Tabela $i(\theta, \phi)$.

3.3 Exemplos de simulação

Para observar a funcionalidade do modelo de simulação da MRV foram desenvolvidas simulações que retratam o controle da MRV operando como motor e como gerador. Foram utilizadas as ferramentas da *tollbox* [®] SimpowerSystem do [®] Simulink para modelar os componentes do controle e acionamento da MRV.

- Modelagem do Conversor AHB

Através de diodos e IGBTs foi desenvolvido um subsistema (Figura 3.12) que representa o conversor AHB. As entradas deste subsistema são ligadas diretamente aos gatilhos dos IGBTs. As saídas (C1 – C8) devem ser conectadas às fases do modelo da MRV.

- Acionamento do conversor e processamento dos ângulos.

Com intuito de acionar as fases da MRV nas devidas posições angulares foi desenvolvido um subsistema que gera os pulsos de gatilho para acionar as chaves do controlador. Para a MRV 8/6 os pólos do estator estão defasados fisicamente de 45 graus, e os polos do rotor estão espaçados de 60 graus. Assim, os perfis de indutância das fases estão defasados de 15 graus e o ciclo do perfil angular para cada fase é de 60 graus.

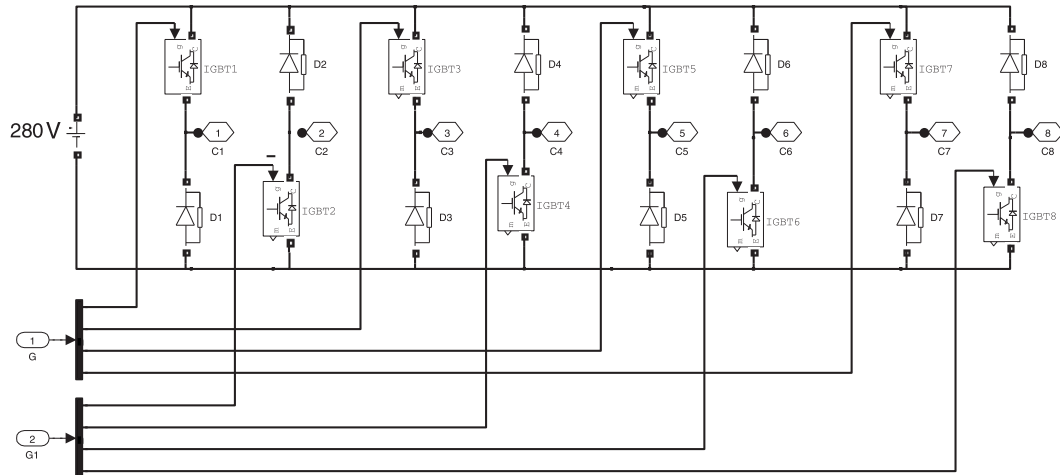


Figura 3.12: Conversor AHB no simulink.

Os ângulos relativos a cada fase podem ser determinados da seguinte forma:

$$\theta_A = \left(\int_0^t w dt \right) \text{mod}(60) \quad (3.38)$$

$$\theta_B = \left(\int_0^t (w dt - 15) \right) \text{mod}(60) \quad (3.39)$$

$$\theta_C = \left(\int_0^t (w dt - 30) \right) \text{mod}(60) \quad (3.40)$$

$$\theta_D = \left(\int_0^t (w dt - 45) \right) \text{mod}(60) \quad (3.41)$$

Sendo que: w é a velocidade da máquina e mod calcula o resto da divisão do primeiro termo pelo segundo e neste caso tem a função de estabelecer o período angular de cada fase.

Foi desenvolvida uma rotina de acionamento do conversor AHB (Figura 3.13) que obtém os ângulos relativos de cada fase, que em seguida são comparados com θ_{on} e θ_{off} de forma a acionar as fases do conversor neste intervalo angular, que é o período de excitação.

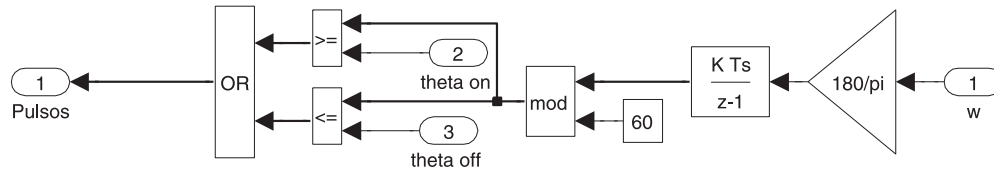


Figura 3.13: Processamento dos ângulos no simulink.

A Figura 3.14 apresenta os ângulos relativos a cada fase da MRV.

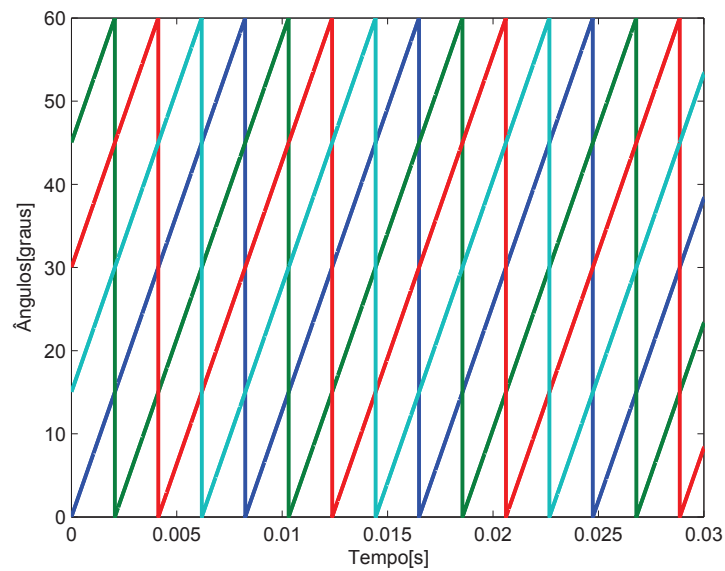


Figura 3.14: Processamento dos ângulos no simulink.

3.3.1 Operação como motor

Os seguintes critérios foram utilizados para a simulação da máquina operando como motor: a máquina foi acionada por uma fonte CC de 280 V ; a máquina operou em malha fechada no qual um controlador PI processa o erro entre a velocidade de referência e a velocidade mecânica da máquina, e atua sobre o ângulo θ_{off} a fim de controlar o nível de magnetização da máquina. Assim, controla-se a velocidade de operação. O ângulo θ_{on} foi mantido constante. Esta técnica de controle de velocidade foi discutida em (YUAN, 2000).

A Figura 3.15 apresenta o diagrama do controle de velocidade da MRV que foi simulado no Simulink®.

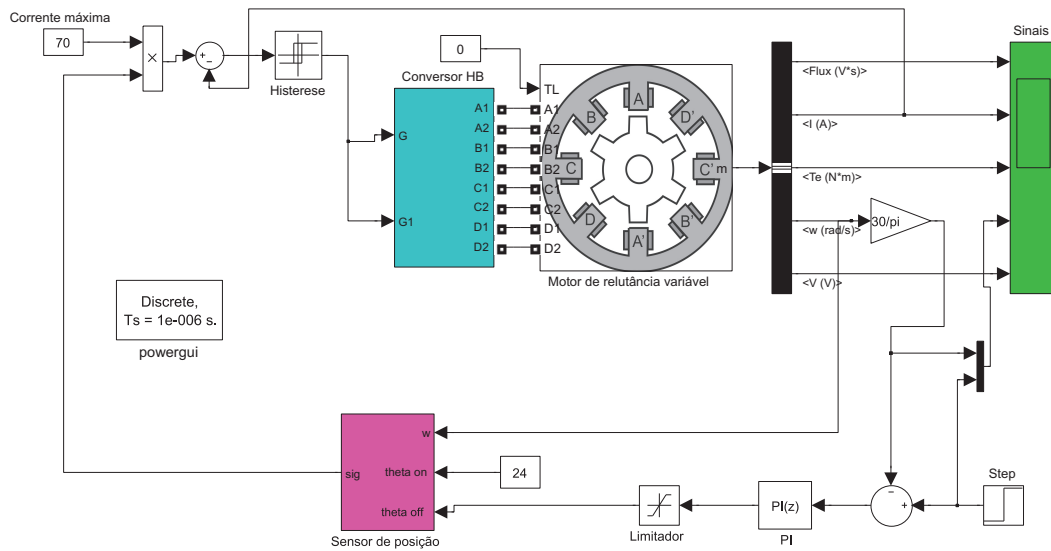


Figura 3.15: Diagrama do controle de velocidade de um MRV 8/6.

A Figura 3.16 apresenta o resultado da simulação na qual observa-se que o controlador PI controlou de forma eficiente a velocidade da máquina, pois a velocidade de referência foi atendida.

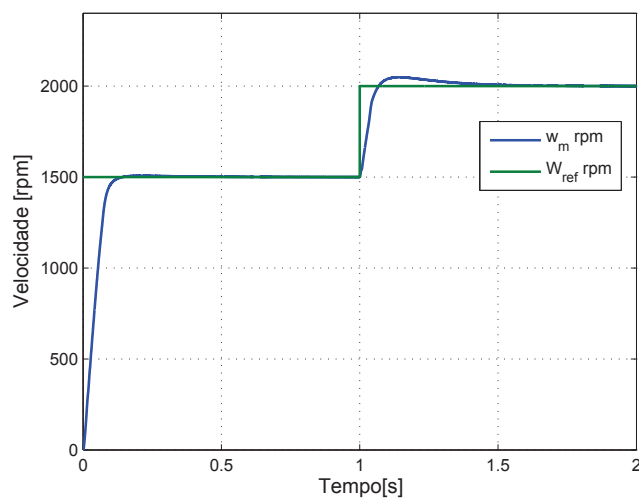


Figura 3.16: Velocidade do motor.

O perfil de indutância das fases, obtidos pela divisão fluxo sobre a corrente de cada fase, é apresentado na Figura 3.17.

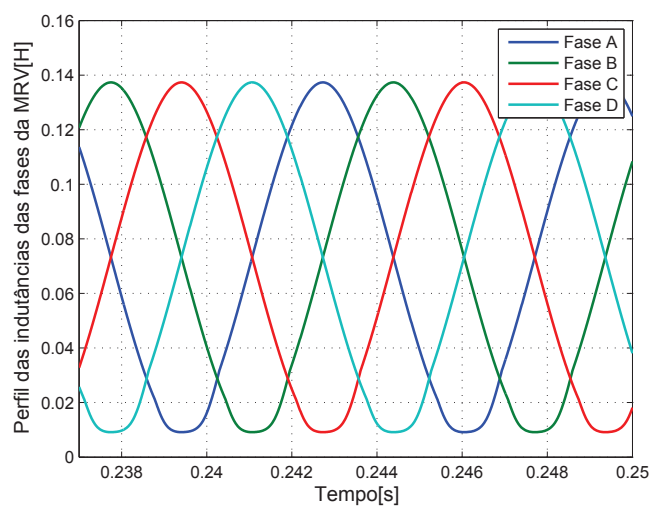


Figura 3.17: Velocidade do motor.

A Figura 3.18(a) apresenta as correntes nas fases da MRV em um determinado

tempo da simulação. As curvas de tensão, corrente de magnetização e desmagnetização na fase A da MRV são apresentadas na Figura 3.18(b).

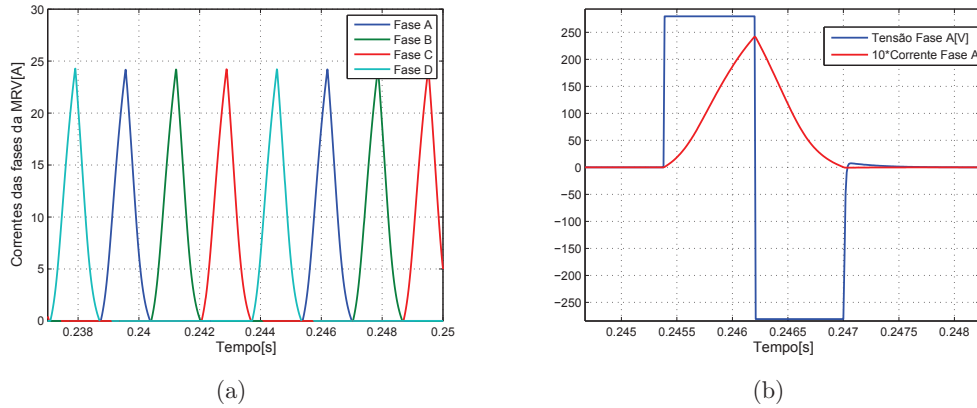


Figura 3.18: a) Correntes nas fases da MRV b) Tensão, corrente de magnetização e desmagnetização na Fase A da MRV.

Na Figura 3.19(a) observa-se o pulso de gatilho da fase A e o ângulo da fase A. Verifica-se, na Figura 3.19(b), que a fase da MRV é acionada na derivada positiva da indutância.

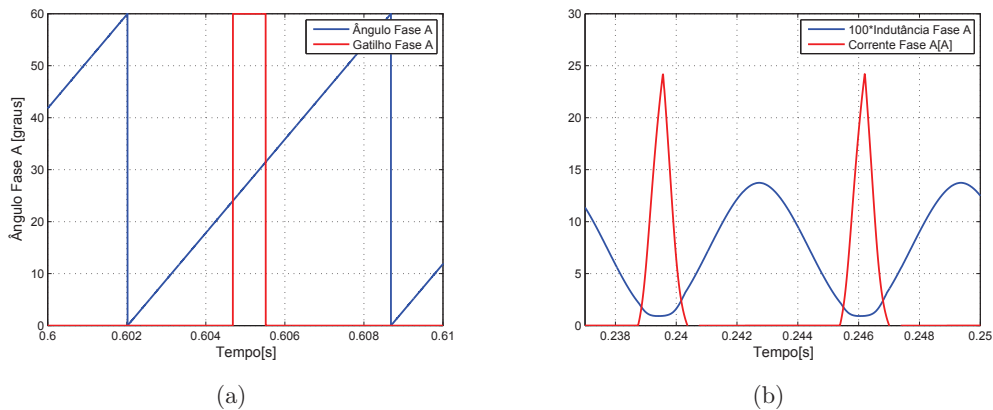


Figura 3.19: (a) Pulso de gatilho da fase A da MRV (b) Corrente e indutância da fase A.

3.3.2 Operação como gerador

Para verificação do modelo da MRV operando como gerador um sistema de controle de tensão de barramento foi modelado no simulink®. O gerador de relutância operou com velocidade constante e igual a 1500rpm. A Figura 3.20 apresenta o sistema de controle de tensão. O GRV alimenta cargas resistivas (Figura 3.21) e o controle em malha fechada é responsável por manter a tensão no barramento em 280 V. Um controlador PI processa o erro entre a tensão de referência e a tensão no barramento e atua sobre o ângulo de magnetização θ_{off} , controlado o nível de magnetização do GRV de forma a manter o nível CC constante. Conforme observa-se na Figura 3.21 a simulação foi ajustada para iniciar com uma carga de 100Ω e com 1,4s de simulação é inserida outra carga de 100Ω no barramento CC.

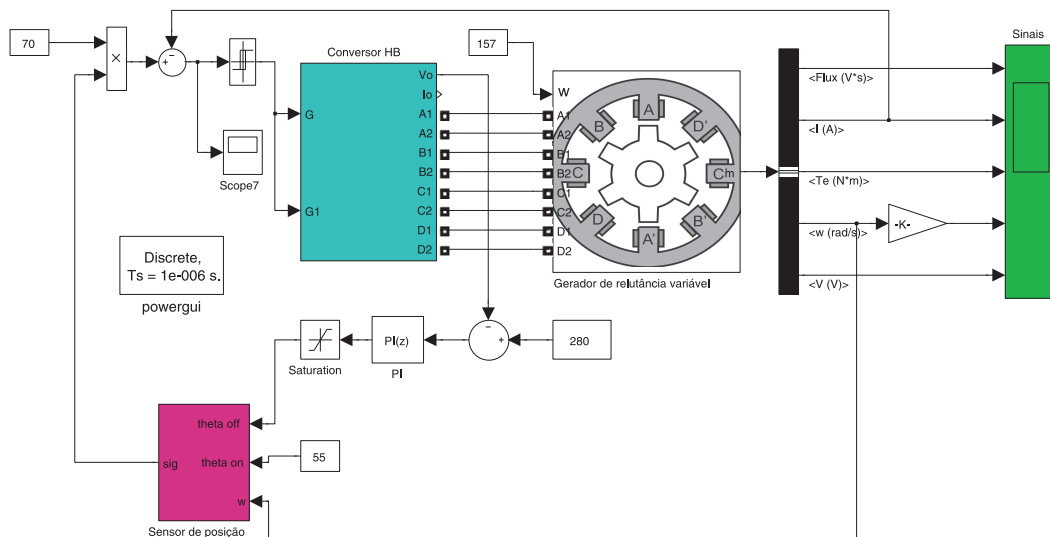


Figura 3.20: Controle de tensão em um GRV.

A tensão no barramento CC é apresentada na Figura 3.22. Como neste caso o GRV opera auto excitado é necessário uma magnetização inicial, que é fornecida neste caso pelo capacitor do barramento CC. Observa-se que a tensão inicial tem uma queda que correspondente a excitação do GRV e em seguida aumenta até o valor de referência. Quando a segunda carga é inserida o controle atuou de forma que aumentou a excitação do GRV para suprir a energia a ser gerada mantendo a tensão de barramento CC no

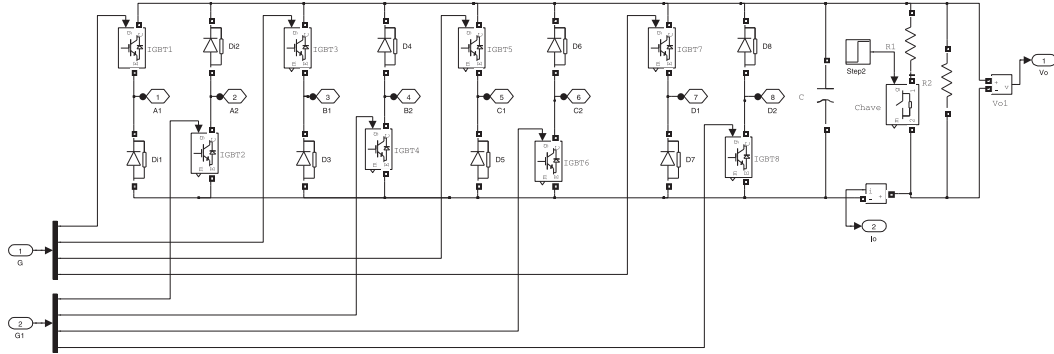


Figura 3.21: Conversor AHB e cargas.

valor de referência. Existem várias técnicas para controlar a tensão de barramento CC como as apresentadas por (SILVEIRA, 2011).

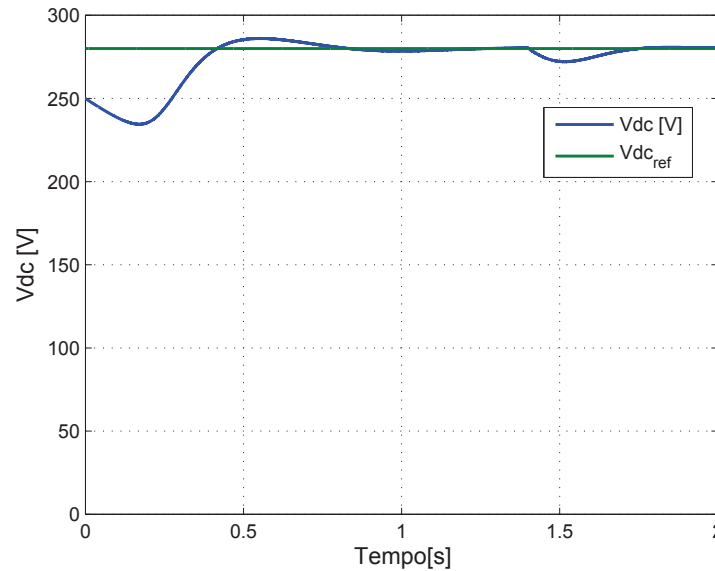


Figura 3.22: Tensão no barramento CC.

A Figura 3.23(a) apresenta a corrente do barramento CC depois do capacitor, ou seja, a corrente que flue para as cargas. Observa-se que o capacitor filtra a tensão CC diminuindo as ondulações devido ao fato que as correntes geradas nas fases do GRV serem pulsadas como mostrado na Figura 3.24(a). A Figura 3.23(b) apresenta

a tensão e a corrente na fase A do GRV. Verifica-se que a área na região de geração (tensão negativa na fase A) é maior que na região de excitação (tensão positiva na fase A) sendo resultado da energia de excitação mais a energia eletromecânica convertida.

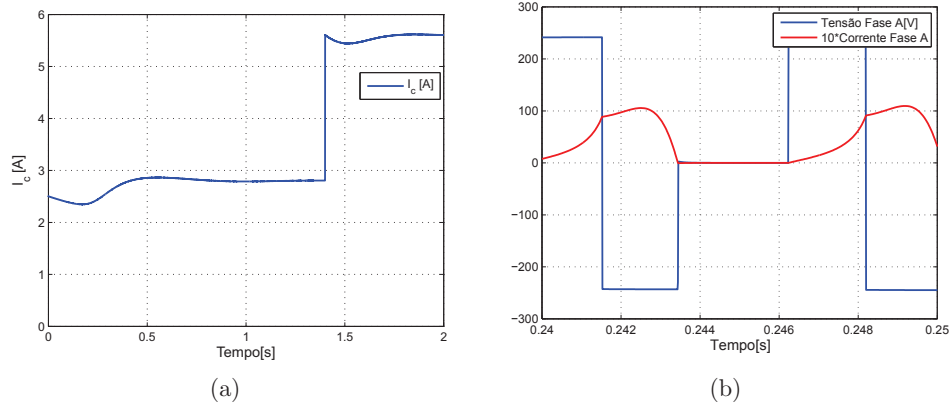


Figura 3.23: (a) Corrente na carga (b) Tensão e corrente na Fase A do GRV.

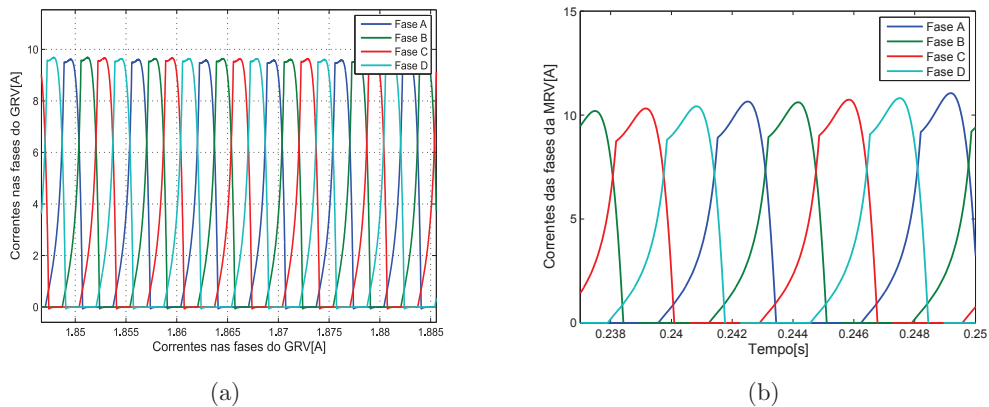


Figura 3.24: (a)(b) Correntes nas fases do GRV, durante o controle da potência.

Nas Figuras 3.25(a) e 3.25(b) observa-se que a MRV está sendo magnetizada durante a derivada negativa da indutância.

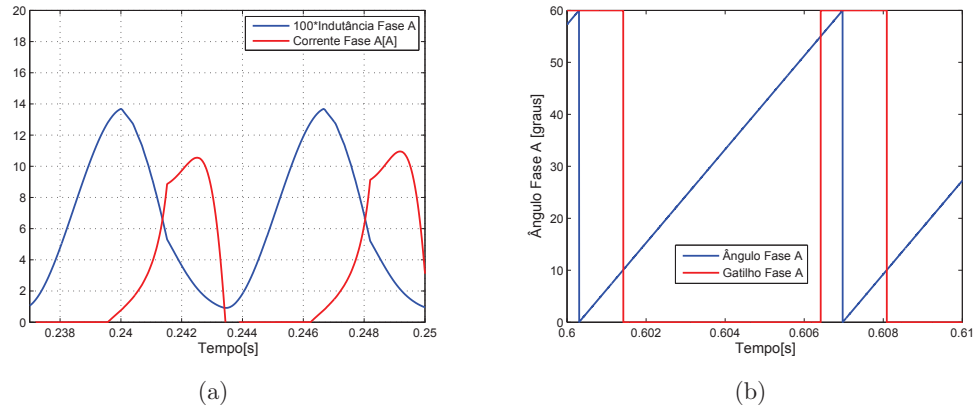


Figura 3.25: (a) Indutância e corrente da fase A do GRV (b) Ângulo da Fase A e pulso de gatilho da fase A.

O torque eletromagnético produzido pelo GRV é apresentado nas Figuras 3.26(a) e 3.26(b), no qual observa-se uma oscilação presente no conjugado eletromagnético produzido pelo GRV. Tal característica deste tipo de máquina pode ser reduzida utilizando técnicas como as apresentadas em (GOBBI; RAMAR, 2009).

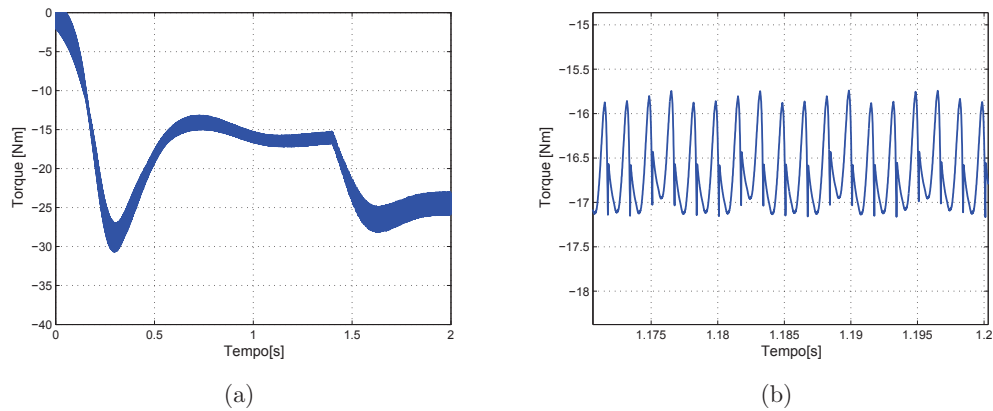


Figura 3.26: (a)(b) Torque eletromagnético do GRV.

Capítulo 4

Controle de potência do GRV para sistemas eólicos

Em sistemas de geração eólica o aerogerador pode operar conectado à rede elétrica ou operar de forma isolada. Neste trabalho o sistema de geração de energia eólica com o GRV conectado com a rede elétrica é baseado no controle de dois conversores separadamente. Como foi apresentado no capítulo 2 o GRV necessita de um conversor eletrônico de potência para seu acionamento. O controle do conversor conectado ao GRV regula a extração da potência elétrica a ser gerada, e o controle do conversor conectado à rede elétrica é responsável por regular o envio da energia gerada para a rede elétrica. Na Figura 4.1 apresenta-se a configuração utilizada neste trabalho para geração de energia do GRV conectado com a rede elétrica. O conversor utilizado para acionar o GRV é o conversor AHB, este conversor está conectado através do elo de corrente contínua com o conversor fonte de tensão, geralmente denominado de VSC (*Voltage Source Converter*), que está conectado à rede elétrica. O controle do conversor AHB foi denominado de controle do GRV, pois este controle regula diretamente a potência elétrica a ser gerada. O outro controle denominado de controle VSC é responsável por converter a energia gerada em corrente contínua para corrente alternada, e enviar a energia gerada para a rede elétrica. O controle do VSC também determina a potência reativa enviada para a rede elétrica. Neste capítulo inicialmente são descritas as técnicas de controle do GRV desenvolvidos e por final é abordado o controle VSC.

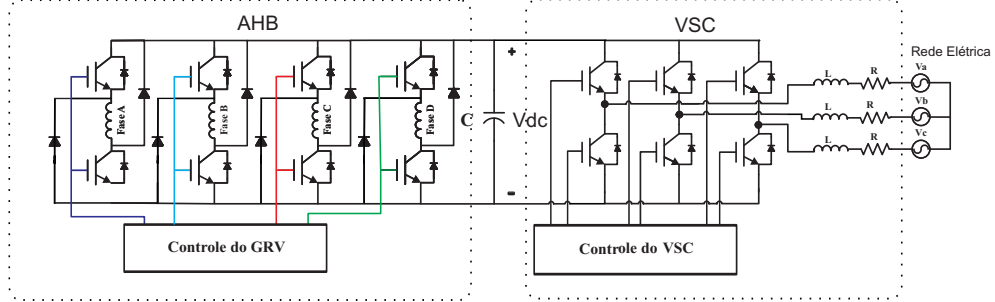


Figura 4.1: Estrutura de geração de energia com GRV conectado com a rede elétrica.

4.1 Controle do GRV

No sistema de geração eólica, o sistema de controle do GRV deve regular a potência gerada no ponto de máxima eficiência aerodinâmica, ou seja, $P_{ref} = k_{opt}w_r^3$, no qual P_{ref} é a potência demandada na saída do GRV. Nesta seção propõe-se duas técnicas de controle direto de potência para o GRV: um controlador PI e o um controlador por modos deslizantes.

4.1.1 Controle direto de potência com controlador PI(CDP-PI)

O CDP-PI consiste em manter o ângulo de acionamento (θ_{on}) das chaves do conversor AHB em um valor fixo e, a partir do processamento do erro entre P_{ref} e a potência gerada atual (P), controla-se o ângulo de desligamento das chaves do conversor θ_{off} . O ângulo θ_{off} é obtido por meio do processamento do erro de potência (e_P) por um controlador Proporcional Integral (PI) conforme Equação (4.2).

A expressão para o erro de potência é dada por:

$$e_P = P_{ref} - P \quad (4.1)$$

O ângulo θ_{off} é determinado por:

$$\theta_{off} = K_p e_P + K_i \int e_P dt \quad (4.2)$$

Onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integral do controlador PI.

A estrutura do sistema CDP-PI para o GRV é representada na forma de diagrama de blocos na Figura 4.2.

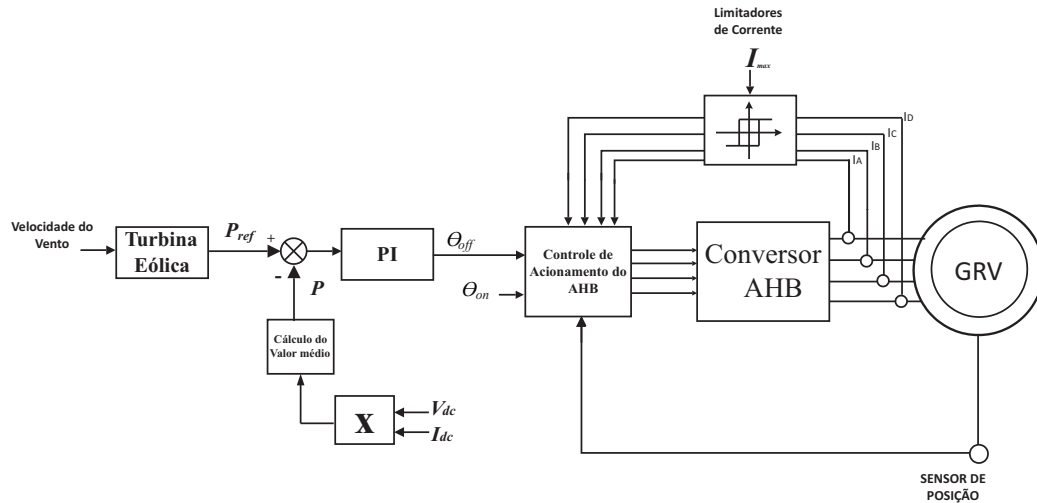


Figura 4.2: Diagrama de controle direto de potência do GRV com controlador PI (CDP-PI).

Sintonia dos ganhos do controlador PI

Os ganhos do controlador PI foram ajustados utilizando o segundo método de sintonia de Ziegler-Nicholds descrito em (OGATA, 2000). A Figura 4.3 ilustra o procedimento realizado. Inicialmente o ganho integral é zerado e ajusta-se o valor do ganho proporcional (K_p), para o sistema em malha fechada, até o ponto em que a resposta do sistema comece a oscilar periodicamente. Este ponto de ajuste é conhecido como ponto crítico, no qual o período da oscilação é definido como período crítico (P_{cr}) e o ganho proporcional é definido como ganho crítico (K_{cr}). A partir de P_{cr} e K_{cr} os ganhos do controlador PI são determinados utilizando as relações apresentadas na Equação 4.3. Esta técnica permite um bom valor inicial de sintonia quando não se conhece a planta do processo a ser controlado.

$$\begin{aligned} K_p &= 0.45K_{cr} \\ K_i &= \frac{1}{2}P_{cr}K_{cr} \end{aligned} \quad (4.3)$$

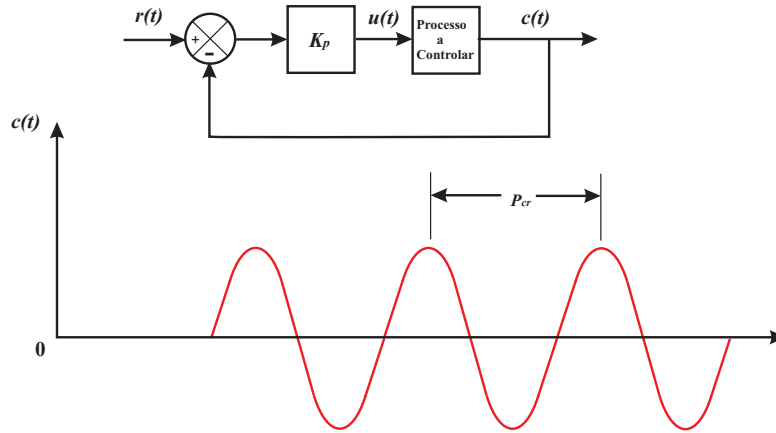


Figura 4.3: Segundo método de sintonia Ziegler-Nichols.

4.1.2 Controle direto de potência utilizando controlador por modos deslizantes(CDP-MD)

O controle de sistemas não lineares fora de um ponto de equilíbrio ou o controle de sistemas que não são modelados com bom grau de fidelidade apresentam dificuldades quando utiliza-se a teoria de controle clássica. Neste caso, pequenas variações ou perturbações na planta do sistema podem causar resultados indesejáveis no comportamento do sistema. Algumas técnicas modernas de controle possuem robustez em relação a essas variações, como a técnica de controle de sistema de estrutura variável (*Variable Structure System*) (HUNG; GAO; HUNG, 1993). O controle por modos deslizantes (CMD) é o principal representante do controle por estrutura variável, sendo atualmente apresentado como uma alternativa viável na implementação de um controle descontínuo à teoria clássica de controle (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999). As principais características do CMD são: robustez de controle, invariância a distúrbios e incertezas e integração aos acionamentos elétricos devido à natureza descontínua das chaves semicondutoras (LAZARINI, 2008).

Nesta seção é apresentado o princípio básico de funcionamento do CMD através de um exemplo didático e em seguida é descrito o método de controle implementado nesse trabalho.

Princípio de funcionamento do CMD

O princípio de funcionamento do controle por modos deslizantes pode ser verificado através de um exemplo apresentado em (HUNG; GAO; HUNG, 1993) usando um sistema de segunda ordem demonstrado a seguir.

Seja o sistema de equações diferenciais de segunda ordem a seguir que descreve o comportamento do sistema estudado

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (4.4)$$

$$\dot{x}_2 = 2x_2 - x_1 - kx_1 \quad (4.5)$$

Onde:

$$k = +4 \text{ para } s(x_1, x_2) > 0$$

$$k = -4 \text{ para } s(x_1, x_2) < 0 \quad (4.6)$$

No qual $s(x_1, x_2)$ é função de chaveamento escolhida como:

$$s(x_1, x_2) = \sigma x_1$$

$$\sigma = 0,5x_1 + x_2 \quad (4.7)$$

A função de chaveamento define uma superfície de n-1 dimensões em um espaço de n dimensões.

O valor k é definido pela superfície de chaveamento. Portanto, há duas configurações possíveis para o sistema:

$$s(x_1, x_2) > 0 \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_2 - 5x_1 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$s(x_1, x_2) < 0 \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_2 + 3x_1 \end{cases} \quad (4.9)$$

Um esboço para o plano de fase completo da região *I* (Equação 4.8) é apresentado na Figura 4.4(a) e da região *II* (Equação 4.9) é apresentado na Figura 4.4(b).

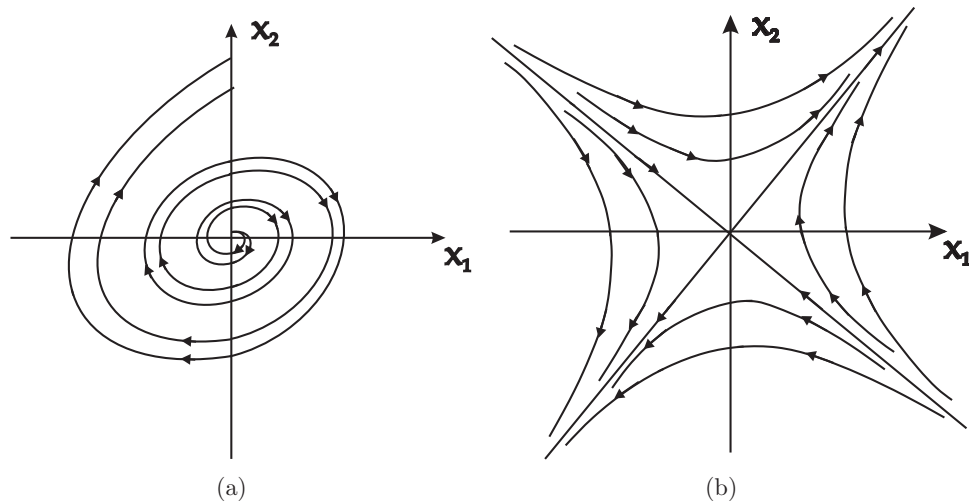


Figura 4.4: (a) Plano de fase região *I* (Equação 4.8) (b) Plano de fase região *II* (Equação 4.9).

A ideia principal do método de controle via modos deslizantes é conduzir o estado do sistema da condição inicial para o estado desejado por uma superfície de chaveamento. O ponto de estado desejado é representado pela origem do plano de fase. Com um projeto adequado, alternando constantemente a estrutura do sistema, é possível estabilizar a resposta de um sistema naturalmente instável (LAZARINI, 2008).

O sinal da função de chaveamento $s(x_1, x_2)$ é utilizado como elemento diferenciador das regiões *I* e *II*. O lugar geométrico definido por $s(x_1, x_2) = 0$ corresponde à transição da estrutura do sistema e essa transição ocorre sobre duas retas: $x_1 = 0$ ou $\sigma = 0$. A composição da validade das regiões do sistema, delimitadas pelas linhas de chaveamento, é apresentada na Figura 4.5. A equação $\sigma = 0$ é quem define a superfície de chaveamento. Neste caso a superfície de chaveamento é uma reta pois o sistema é de duas dimensões.

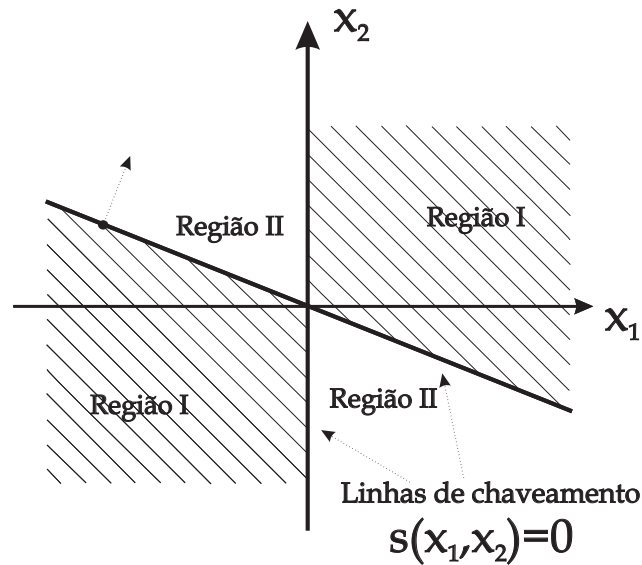


Figura 4.5: Regiões do sistemas definidos pela equação $s(x_1, x_2) = 0$.

A Figura 4.6 apresenta a composição dos planos de fase de ambas as regiões através das superfície de chaveamento e da linha de chaveamento.

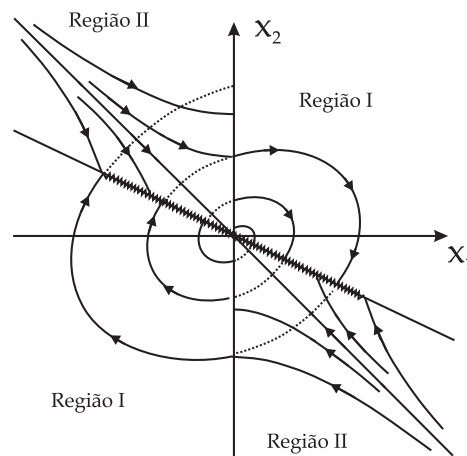


Figura 4.6: Plano de fase do sistema completo com superfície de chaveamento.

Por característica construtivas, o estado do sistema deve ser conduzido, a partir de qualquer ponto inicial, em direção a superfície de chaveamento. Sendo esta fase denominada de modo de aproximação (*reaching phase ou reaching mode*). Uma vez que o estado atinge essa superfície, fica aprisionado sobre ela e é conduzido para a origem

do plano, condição essa que é chamada de modo deslizante (*sliding mode*). Quando a trajetória do sistema coincide com a superfície $\sigma = 0$, a equação que representa o movimento do sistema pode ser reescrita na forma de uma equação diferencial de primeira ordem:

$$0,5x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (4.10)$$

A solução da Equação 4.10 é calculada na forma $x_1(t) = x_1(t_0)e^{-c(t-t_0)}$. É possível demonstrar que essa solução não depende nem de parâmetros da planta nem de eventuais distúrbios não modelados (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999). Essa propriedade é denominada invariância e é bastante interessante do ponto de vista de projeto de controladores com realimentação, manifestando-se apenas durante a etapa de modos deslizantes.

Na Figura 4.7 é apresentado um exemplo de trajetória percorrida pelo estado do sistema a partir de um ponto inicial arbitrário. Iniciando na região II, o sistema evolui e passa para a região I e a seguir atinge a superfície de chaveamento, sendo então conduzido à origem do plano onde é aprisionada.

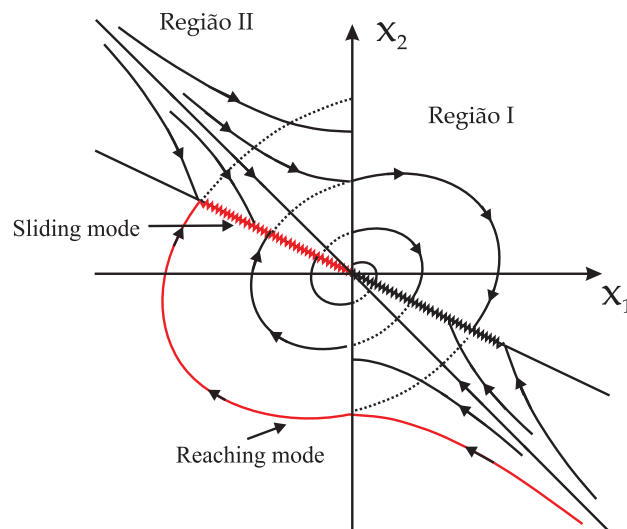


Figura 4.7: Exemplo de trajetória do sistema controlado por modos deslizantes.

4.1.3 Estrutura de controle de modos deslizantes utilizado no controle direto de potência do GRV

O CDP-MD realizado tem o mesmo princípio utilizado no CDP-PI, que consiste em manter o ângulo de acionamento das chaves do conversor HB em um valor fixo θ_{on} , e a partir do processamento do erro entre a referência de potência a ser gerada P_{ref} e a potência gerada atual P controlar o ângulo de desligamento das chaves do conversor θ_{off} . O processamento do erro de potência é realizado pelo controlador não linear por modos deslizantes. Este controle é baseado no princípio de quanto maior for a etapa de excitação do GRV maior será a potência gerada.

CDP-MD

O objetivo do sistema de controle é fazer com que o estado do sistema vá para o ponto no qual o erro de potência e a derivada do erro de potência são iguais a zero, e que lá permaneça. Se o estado do sistema for tal que $s \neq 0$, um esforço de controle será produzido para levá-lo a uma nova condição mais próxima da superfície de chaveamento. A dinâmica do sistema passa a ser governada pela dinâmica imposta por $S = 0$, pois o estado do sistema é impedido de deixar a superfície pelo controlador, produzindo rapidamente um grande esforço de controle de modo a manter o sistema muito próximo da superfície de chaveamento.

Deseja-se controlar a potência ativa gerada pelo GRV. Portanto, a superfície de chaveamento é definida através do erro entre a referência de potência e o valor atual da potência gerada. O valor atual é calculado a partir dos valores medidos da tensão e de corrente do GRV. A expressão para o erro de potência é dada por:

$$e_P = P_{ref} - P \quad (4.11)$$

Baseado em (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999), o conjunto S da superfície de chaveamento é definido como:

$$S = e_P + kd \frac{de_P}{dt} \quad (4.12)$$

Sendo que kd é uma constante definida de acordo com a resposta desejada do sistema.

Então o controlador foi projetado baseado em (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999; LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2004; LAZARINI, 2008) e no princípio de que a potência do GRV pode ser controlada com a atuação no ângulo de desligamentos das chaves θ_{off} .

A lei de controle que reproduz esse comportamento é dada por:

$$\theta_{off} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) eval(s_1) \quad (4.13)$$

Sendo k_p e k_i os ganhos do controlador PI e a função $eval$ responsável por determinar qual será a reação do sistema em função da posição do estado no espaço de estados. A função $eval$ pode ser dos tipos mostrados na Figura 4.8.

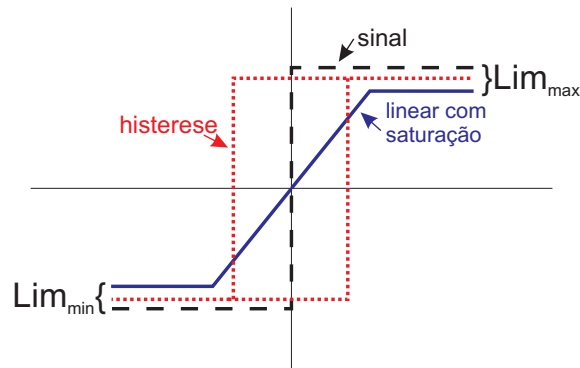


Figura 4.8: Tipos de função de chaveamento $eval$.

A função sinal funciona de forma que em caso do estado se encontrar de um lado da superfície, será compensado com um esforço máximo no sentido oposto (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999). A desvantagem da função sinal é que ela produz alto chaveamento. Já o controle com a função histerese reduz sensivelmente o chaveamento do sistema devido a ruídos na aquisição do sinal. Porém, sempre haverá ondulação (*ripple*) em regime permanente devido à banda de histerese. O sistema não chega a um ponto de equilíbrio estável e pode apresentar um comportamento típico de um ciclo limite próximo a origem (LAZARINI, 2008). Já a função linear com saturação tem como principal vantagem a sensível redução da ondulação no estado quando próxima da superfície de chaveamento, e também a redução do erro de regime permanente.

Então, optou-se por utilizar a configuração da função $eval$ como um ganho linear com saturação, apresentada na Equação (4.14).

$$eval(s_1) = \begin{cases} s_1 k_e & \text{se } l_{min} < s_1 k_e < l_{max}, \\ l_{max} & \text{se } s_1 k_e > l_{max}, \\ l_{min} & \text{se } s_1 k_e < l_{min}. \end{cases} \quad (4.14)$$

Sendo que k_e é o ganho da função $eval$ e l_{min} e l_{max} são os limites mínimo e máximo respectivamente.

O diagrama do controlador por modos deslizantes utilizado é mostrado na Figura 4.9. A implementação do sistema com o controle de potência em modos deslizantes para o GRV é representada na forma de diagrama de blocos na Figura 4.10. O sinal de referência da potência é comparado com o valor da potência medida e a superfície s_1 é calculada a partir de (4.12). A lei de controle que está apresentada na Equação (4.13), é aplicada à superfície s_1 e os valores θ_{off} são calculados para o desligamento das chaves do conversor conectado ao gerador de forma que a referência de potência seja atendida.

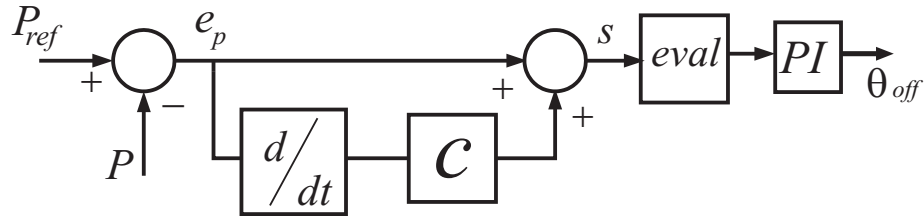


Figura 4.9: Controlador de modos deslizantes utilizado.

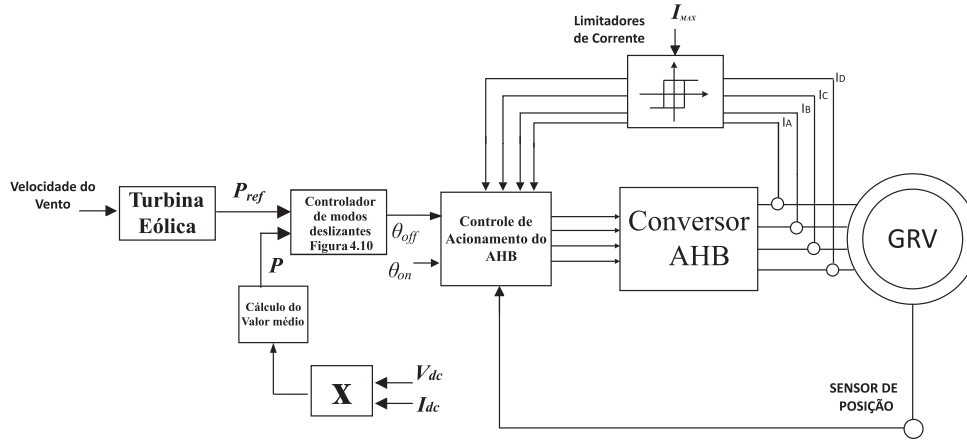


Figura 4.10: Diagrama do controle CDP-MD.

4.2 Controle do VSC

4.2.1 Configuração básica do VSC

A configuração básica do conversor fonte de tensão trifásico é mostrada na Figura 4.11. Embora as chaves eletrônicas estejam ilustradas como IGBTs, é possível construir o circuito do VSC com qualquer tipo de chave eletrônica desde que seja possível realizar os comandos ligar e desligar as chaves com tempo de comutação relativamente curtos. Os diodos permitem uma bidirecionalidade no sentido da corrente necessária a correta operação do conversor (POLÍMIO, 2012; RASHID, 2004).

A conexão do VSC é feita por meio de indutores, os quais permitem limitar as correntes e filtram o sinal modulado minimizando as componentes de alta frequência.

Na operação interligada à rede elétrica, dado que a tensão é definida pelo sistema, o inversor é responsável pela injeção ou absorção de corrente na rede elétrica.

Existem diversas técnicas de controle que permitem com que o conversor VSC opere como fonte de tensão controlada por corrente. A principal técnica utilizada atualmente no sistema de geração distribuída consiste em utilizar vetores espaciais no controle do VSC. Neste trabalho foi utilizado o controle orientado no referencial síncrono, também conhecido como controle dq . As transformações de planos referenciais utilizadas neste trabalho são descritas no Anexo A. O princípio de funcionamento e a modelagem deste controle é descrito a seguir.

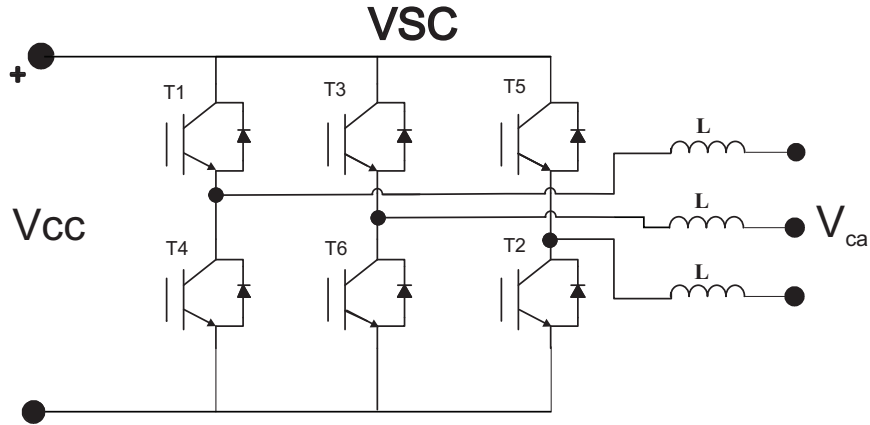


Figura 4.11: Circuito do conversor VSC.

4.2.2 Princípio de funcionamento do controle dq do VSC

A Figura 4.12 apresenta o esquema elétrico da conexão do conversor VSC com o conversor AHB e a rede elétrica. Para análise do controle do VSC adota-se que a tensão do barramento CC é mantida constante.

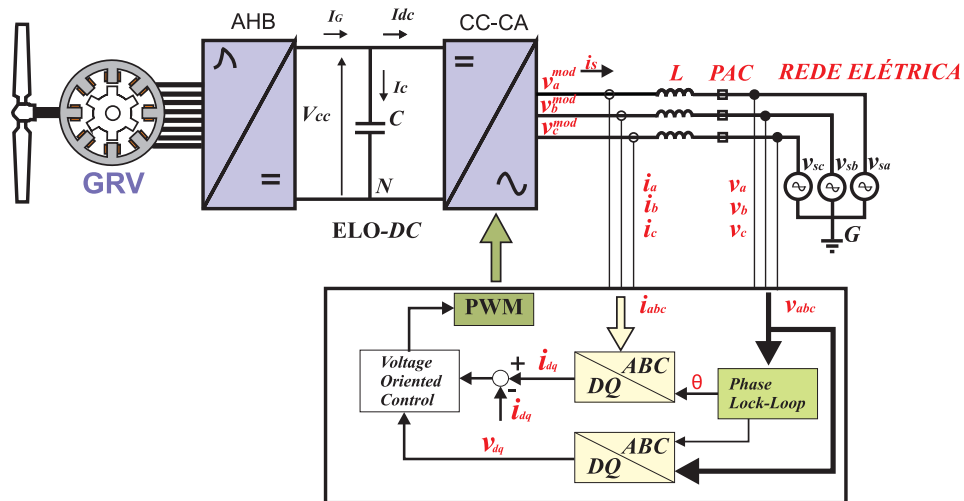


Figura 4.12: Estrutura de controle do Conversor VSC.

Da Figura 4.12, é possível escrever as equações do circuito conectado à rede elétrica como:

$$v_a^{mod} = Ri_a + L \frac{d}{dt} i_a + v_a \quad (4.15)$$

$$v_b^{mod} = Ri_b + L \frac{d}{dt} i_b + v_b \quad (4.16)$$

$$v_c^{mod} = Ri_c + L \frac{d}{dt} i_c + v_c \quad (4.17)$$

No qual R é a resistência do indutor e L sua indutância.

Utilizando a transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$ (Equação 6.2) as Equações 4.15- 4.17 são escritas no plano estacionário $\alpha\beta$ como :

$$v_{\alpha\beta}^{mod} = Ri_{\alpha\beta} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta} \quad (4.18)$$

A fim de tornar os valores contínuos o sistema representado no plano estacionário é rotacionado utilizando a tensão da rede elétrica como referência. Para isso a transformada dada pela Expressão 6.4 é aplicada sobre a Equação 4.18, no qual $w_s = w$ aplicando a transformação para o sistema de coordenadas síncrono dq, a equação 4.18 é escrita no referencial síncrono como:

$$v_{dq}^{mod} = Ri_{dq} + L \frac{d}{dt} i_{dq} - jLw i_{dq} + v_{dq} \quad (4.19)$$

A Equação 4.19, pode ser representada como a soma da componente direta com a componente em quadratura:

$$v_{dq}^{mod} = v_d^{mod} + jv_q^{mod} \quad (4.20)$$

Considerando que $v_q = 0$ no ponto de acoplamento comum (PAC) temos as seguintes equações:

$$v_d^{mod} = Ri_d + L \frac{d}{dt} i_d - jLw i_q + v_d \quad (4.21)$$

$$v_q^{mod} = Ri_q + L \frac{d}{dt} i_q - jLw i_d \quad (4.22)$$

Conforme deduzido em (BIM, 2012; NOVOTNY; LIPO, 1996), no sistema de referência espacial síncrono as potências ativa e reativa para um sistema trifásico simétrico são dadas pelas equações:

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_d i_d) \rightarrow v_q = 0 \Rightarrow P = \frac{3}{2}(v_d i_d) \quad (4.23)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_q - v_d i_d) \rightarrow v_q = 0 \Rightarrow Q = -\frac{3}{2}(v_d i_q) \quad (4.24)$$

Então, é possível controlar o fluxo de potência ativa e reativa entre o conversor VSC e a rede elétrica através do ajuste das correntes i_d e i_q Equações 4.23 e 4.24. Por sua vez, as correntes i_d e i_q estão relacionadas diretamente com as tensões moduladas v_d^{mod} e v_q^{mod} conforme equações 4.21 e 4.22. Portanto por meio do controle das tensões moduladas pelo VSC é possível controlar o fluxo de potência entre o conversor e a rede elétrica.

4.2.3 Estrutura de controle do VSC adotada

Como a potência ativa é controlada pelo sistema CDP do GRV, neste caso o VSC é responsável por regular a tensão V_{dc} próxima do valor de referência, e enviar a potência gerada pelo GRV para a rede elétrica controlando o fator de potência. A estratégia de controle aplicada ao conversor fonte de tensão consiste basicamente em duas malhas de controle de potência, como pode ser observado na Figura 4.13. Existe uma malha de controle cujo objetivo é controlar a corrente enviada para a rede elétrica, e outra malha cujo objetivo é controlar a tensão do barramento (V_{dc}). A malha de controle de corrente é responsável por controlar o fator de potência da potência enviada para a rede elétrica, dessa maneira, uma boa resposta dinâmica é propriedade importante para este controle de corrente (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). O controle da tensão do elo de corrente contínua é responsável por balancear o fluxo de potência, neste caso enviar a potência gerada pelo GRV para a rede elétrica.

O controle da tensão do elo de corrente contínua do inversor fonte de tensão é realizado no sistema de coordenadas síncrono (dq) com emprego do ângulo da tensão da rede elétrica ($\theta = wt$) utilizado na transformação abc para dq que é obtido utilizando um sistema *phase-locked loop* (PLL). O controle da tensão do elo de corrente contínua (V_{dc}) é realizado por um controlador PI, o qual provém o valor de referência i_d^* (Equação (4.25)), enquanto que o valor de i_q^* é obtido a partir do fator de potência FP desejado e da potência de referência P_{ref} (4.26).

Os valores de referência de corrente i_d^* e i_q^* são comparados com os valores obtidos da rede elétrica i_d e i_q , calculados pela Equação 4.29. Os erros entre $i_d^* - i_d$ e $i_q^* - i_q$ são

processados por dois controladores PI que geram o valor do vetor espacial tensão da rede elétrica v_{dq}^{mod} (Equação (4.27)) e (4.28) no sistema de coordenadas síncrono. Este vetor espacial é transformado para o sistema de coordenadas abc , utilizando da Equação 4.30, gerando os sinais de tensão v_{abc}^{mod} que então são gerados utilizando a modulação PWM senoidal, descrita a seguir.

$$i_d^* = K_{pi}(V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{ii} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (4.25)$$

$$i_q^* = \frac{-3}{2} P_{ref} \frac{\sqrt{1 - F P_{ref}^2}}{F P_{ref}^2} \quad (4.26)$$

$$v_d = K_{ps}(i_d^* - i_d) + K_{is} \int (i_d^* - i_d) dt \quad (4.27)$$

$$v_q = K_{ps}(i_q^* - i_q) + K_{is} \int (i_q^* - i_q) dt \quad (4.28)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} v_a^{mod} \\ v_b^{mod} \\ v_c^{mod} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{mod} \\ v_q^{mod} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

4.2.4 Modulação PWM senoidal

Existem várias técnicas de modulação realizadas sobre o conversor VSC a fim de obter a tensão modulada V_{abc}^{mod} nos terminais do conversor (BOOST; ZIOGAS, 1988). A técnica mais utilizada é conhecida como PWM senoidal (SPWM) que utiliza uma portadora triangular para gerar a forma de onda desejada (RODRÍGUEZ et al., 2005). A modulação SPWM pode ser obtida comparando uma tensão de referência senoidal com um sinal triangular simétrico. A frequência da onda triangular deve ser no mínimo 20 vezes maior que a máxima frequência da onda de referência, de forma que seja possível obter uma reprodução aceitável da forma de onda depois da filtragem (POLÍMIO, 2012).

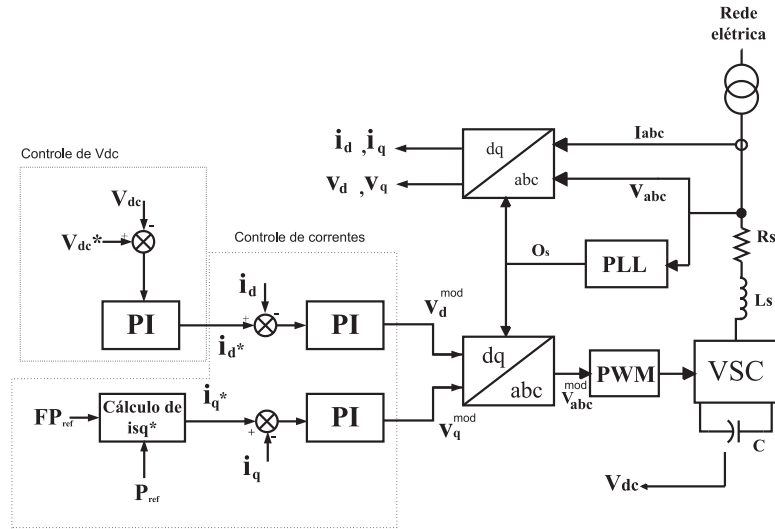


Figura 4.13: Diagrama de blocos do controle vetorial do conversor conectado à rede elétrica.

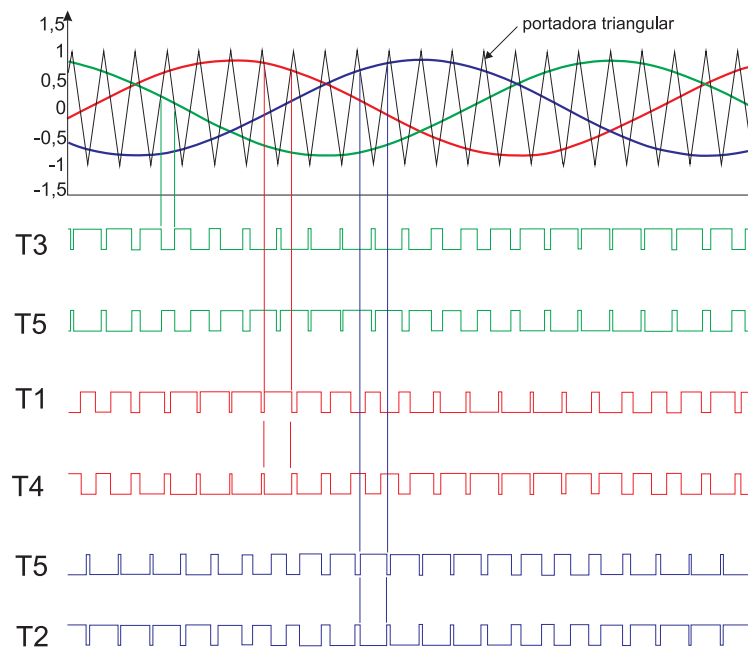


Figura 4.14: Modulação PWM senoidal trifásica

Na Figura 4.14 são apresentados os sinais da modulação SPWM trifásica utilizada neste trabalho. A portadora é comparada com as referências senoidais para cada fase, de

modo que : caso a portadora for maior que a referência de uma fase, a chave superior da respectiva fase é acionada; caso contrário a chave inferior é acionada. Assim a tensão de saída do VSC modulada é formada por uma sucessão de ondas retangulares. Com um filtro passa baixa é possível eliminar as componentes harmônicas geradas pela modulação.

4.2.5 Sincronismo com a rede elétrica

Para realizar as operações 4.29 e 4.30 - necessárias para o controle do VSC- de forma correta, é necessário obter o ângulo da tensão da rede elétrica ($\theta = \omega t$). Os principais métodos de obtenção do ângulo da tensão da rede elétrica são: método de detecção de cruzamento por zero; filtragem das tensões da rede e técnicas de PLL. Entretanto, a utilização de uma PLL é a técnica mais utilizada devido a sua maior precisão e menor influência à presença de harmônicos e distúrbios na rede elétrica (BLAABJERG REMUS TEODORESCU, 2008).

Há várias estruturas de PLLs como as descritas em (FILHO et al., 2008). Entretanto, a ideia básica de funcionamento do PLL é detectar uma diferença instantânea entre o sinal de referência interno e o sinal externo, como ilustrado na Figura 4.15. O filtro produz uma tensão proporcional ao erro de fase/frequência entre os sinais e atua no VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), que é um oscilador controlado por tensão que altera a frequência interna de modo a igualar com a frequência do sinal externo, neste momento obtém-se o ângulo do sinal externo.

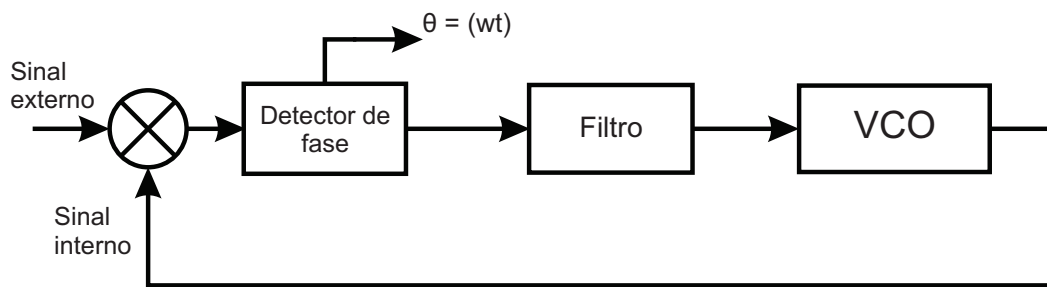


Figura 4.15: Princípio de funcionamento básico de um PLL

A técnica utilizada neste trabalho é conhecida como PPL trifásica SRF (*synchronous reference frame*). Esta técnica é a mais utilizada atualmente por possuir baixa influência à presença de harmônicos e distúrbios na rede elétrica (LICCARDO; MARINO; RAIMONDO, 2011; JOVCIC, 2003).

A Figura 4.16 apresenta o diagrama em blocos da PLL Trifásica SRF. O funcionamento básico desta PLL consiste em sincronizar o referencial síncrono do PLL com o vetor da tensão da rede elétrica (JOVCIC, 2003).

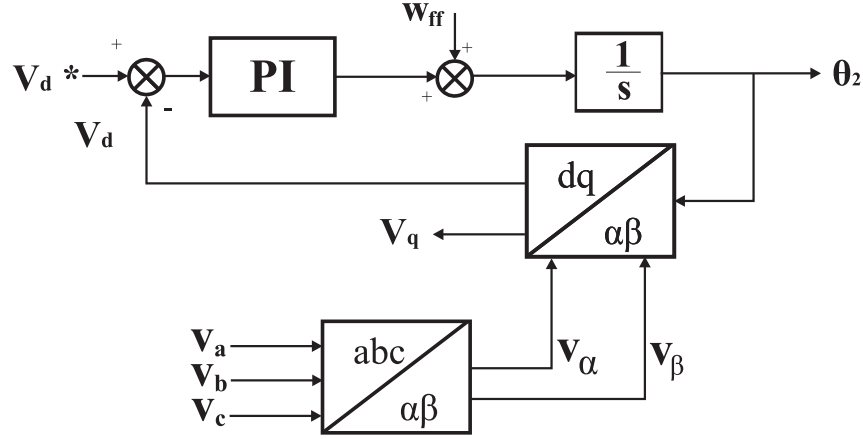


Figura 4.16: PPL trifásica SRF

As tensões da rede elétrica (v_a, v_b, v_c) são obtidas e então são transformadas para referencial estacionário utilizando a Equação 6.3. Obtendo as tensões v_α e v_β e utilizando o próprio ângulo estimado (θ_2), as variáveis v_α e v_β são transformadas para o referencial síncrono (Equação 4.32) obtendo-se as tensões v_d e v_q . A tensão de referência v_d^* é regulada em zero. O erro entre v_d e v_d^* é processado por um controlador PI que altera o valor de (θ_2) a fim de zerar este erro. Quando (θ_2) tender para o valor de (θ_1) o seno tenderá a zero e a PLL estará travada. Nesta situação, o valor de V_q será igual à amplitude das tensões de entrada. A frequência obtida diretamente (w_{ff}) é adicionada para melhorar a performance do PLL (FILHO et al., 2008).

$$\begin{bmatrix} v_a(t) = V \cos(\theta_1) \\ v_b(t) = V \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}) \\ v_c(t) = V \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \xrightarrow{abc \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} v_\alpha = V \cos \theta_1 \\ v_\beta = -V \sin \theta_1 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha = V \cos \theta_1 \\ v_\beta = -V \sin \theta_1 \end{bmatrix} \xrightarrow{\alpha\beta \rightarrow dq} \begin{bmatrix} v_d = V \cos \theta_1 \sin \theta_2 - V \cos \theta_2 \sin \theta_1 = -V \sin(\theta_1 - \theta_2) \\ v_q = V \cos \theta_1 \cos \theta_2 + V \sin \theta_2 \sin \theta_1 = V \cos(\theta_1 - \theta_2) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Resultados das simulações

Os sistemas de controle de potência CDP-PI e CDP-MD, descritos anteriormente, foram modelados e simulados no software Simulink-Matlab. O modelo não linear do GRV foi utilizado nas simulações garantindo o funcionamento do GRV o mais próximo da realidade prática. Os parâmetros dos controladores e os dados do GRV utilizados nas simulações estão descritos no anexo B. A Figura 5.1 mostra o sistema de controle de potência do GRV modelado no simulink.

O conversor VSC e o seu controle foram modelados no simulink conforme ilustrado na Figura 5.2. A potência gerada é medida no barramento CC e enviada para o controle direto de potência ativa. O conversor VSC está ligado à rede elétrica trifásica.

Simulou-se o mesmo perfil de potência e a ser gerado pelo GRV, com velocidade variável de operação (Figura 5.4), para os dois sistemas diretos de controle de potência do GRV e observou-se que a referência de potência ativa foi atendida pelos sistemas de controles de potência propostos, conforme Figura 5.3. Na Figura 5.5(a) observa-se o melhor desempenho do controle direto de potência utilizando modos deslizantes em relação ao controle direto de potência utilizando o controlador PI devido ao fato que o tempo de resposta do controlar de modos deslizantes é menor, além da resposta do CDP-MD não possuir sobressinal. O erro de regime da potência gerada no CDP-MD é menor que o do CDP-PI como pode ser observado na Figura 5.5(b).

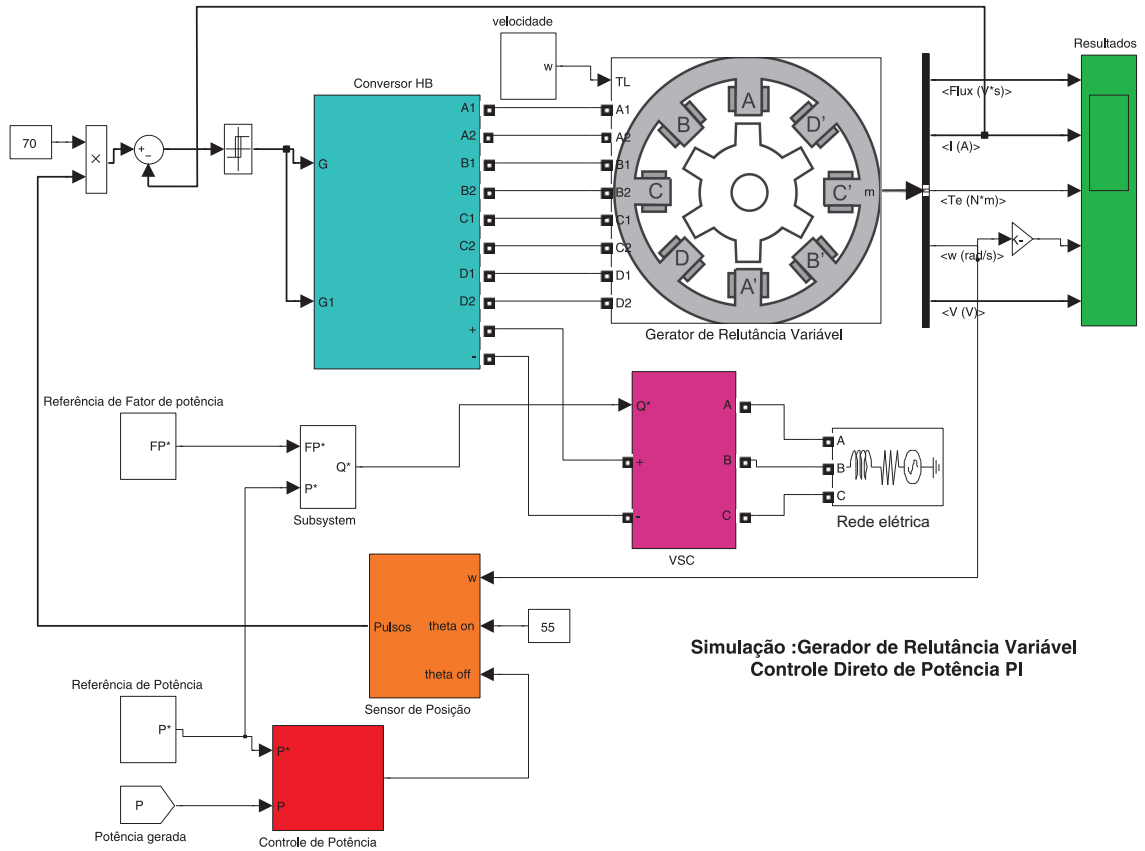


Figura 5.1: Diagrama CDP no simulink.

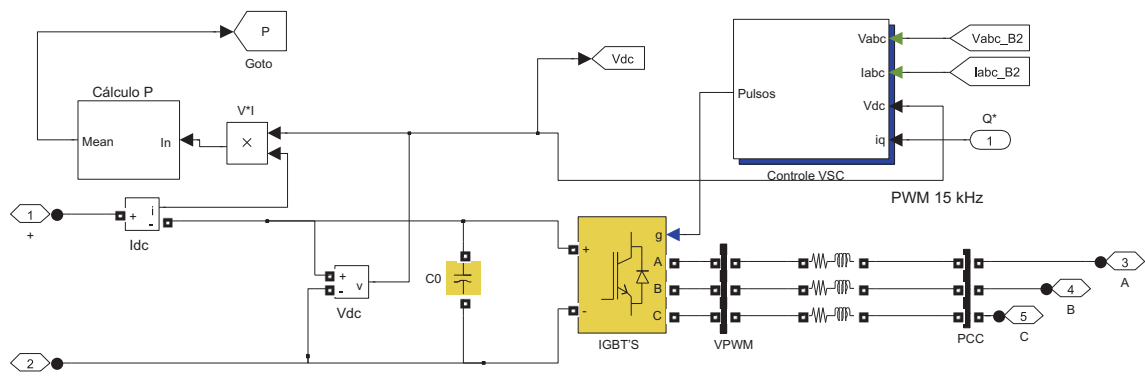


Figura 5.2: Diagrama do VSC modelado no Simulink.

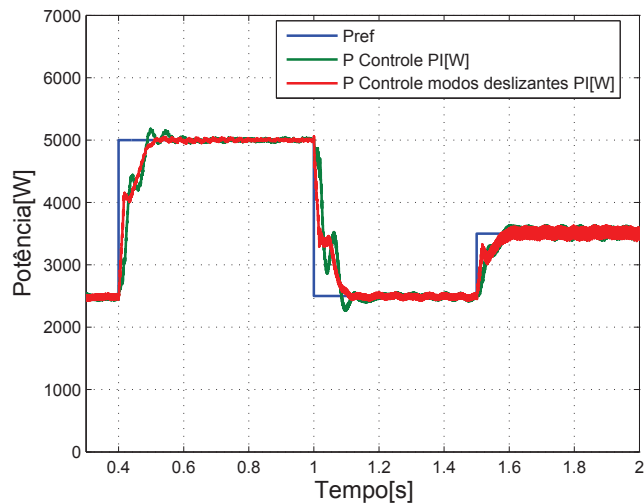


Figura 5.3: Potência ativa gerada.

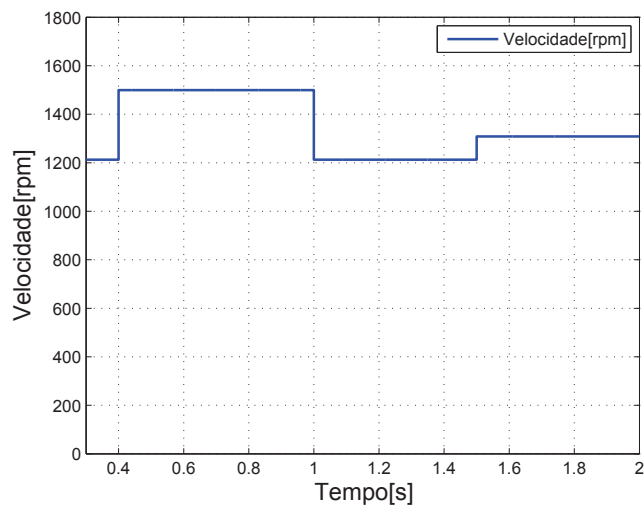


Figura 5.4: Velocidade de operação.

A Figura 5.6 apresenta o plano de fase do sistema de controle CDP-MD durante a simulação. As setas indicam o percurso do estado $(e_P, \frac{de_P}{dt})$. Observa-se que depois dos degraus de potência da referência o sistema é conduzido até a superfície de chaveamento (*reaching mode*). Depois de atingir superfície de chaveamento o estado do sistema é

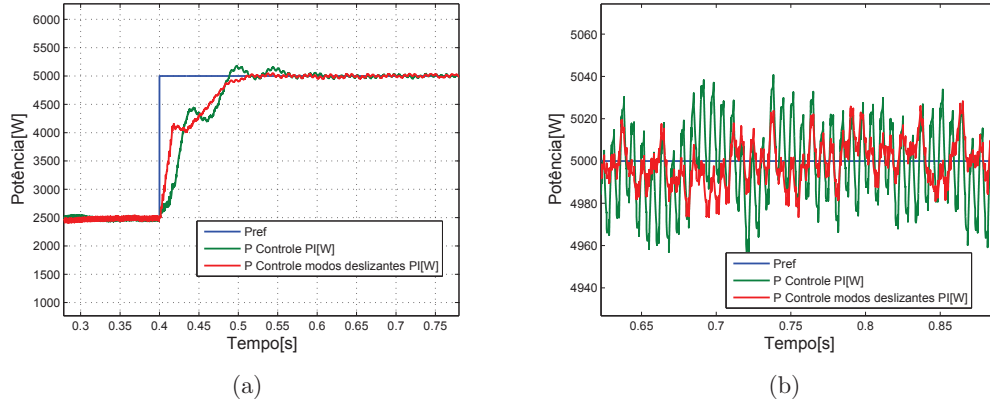


Figura 5.5: a) Detalhe da potência ativa gerada. b) Erro de regime da potência ativa gerada.

conduzido até a origem do plano (*sliding mode*) onde fica aprisionado. Na Figura 5.7 observa-se o aprisionamento do estado do sistema na origem do plano, comprovando a funcionalidade do controlador de modos deslizantes utilizado.

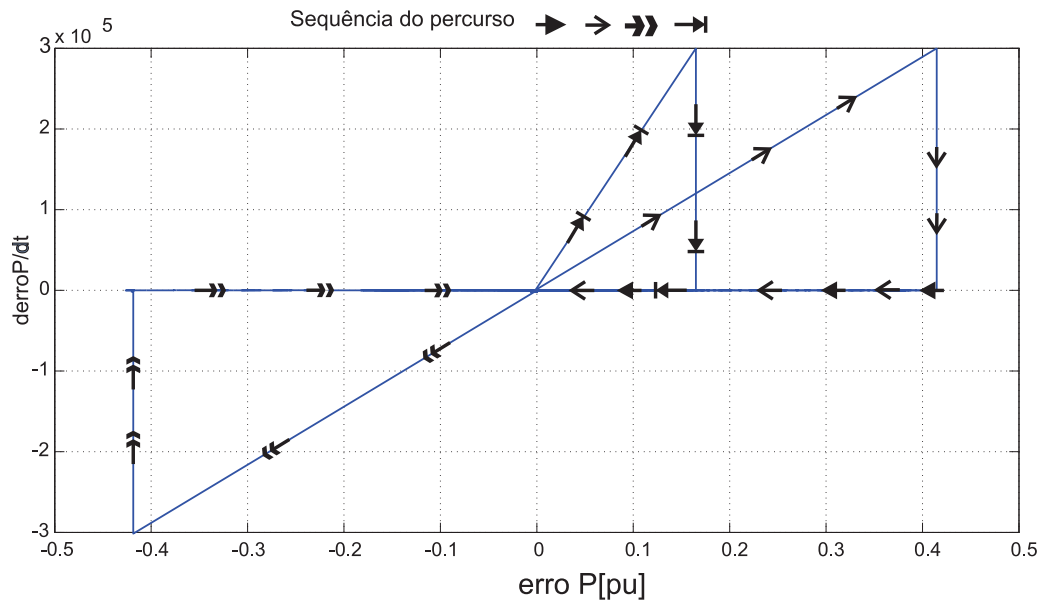


Figura 5.6: Plano de fase do sistema durante a simulação.

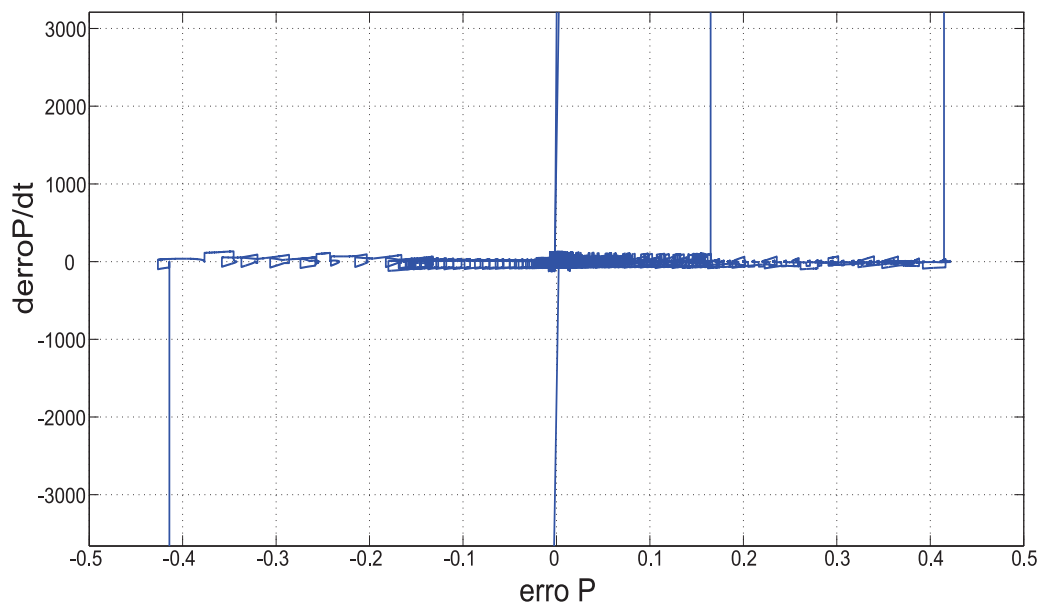


Figura 5.7: Aprisionamento na origem do plano de fase.

Na Figura 5.8 observa-se a magnetização da fase do GRV durante a derivada negativa da indutância comprovando o funcionamento da MRV como gerador. A Figura 5.9 mostra as correntes das fases do GRV, na qual é possível observar a variação das amplitudes das correntes, fato que é justificado devido à uma alteração no ângulo θ_{off} . Para evitar que as correntes nas fases do GRV ultrapassem o valor máximo (I_{max}), foi utilizado um limitador de corrente que desliga as fases caso as correntes ultrapassem I_{max} .

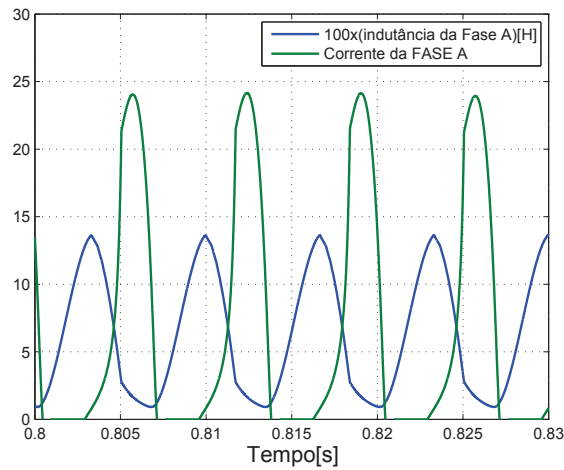


Figura 5.8: Indutância e corrente da fase A do GRV,;

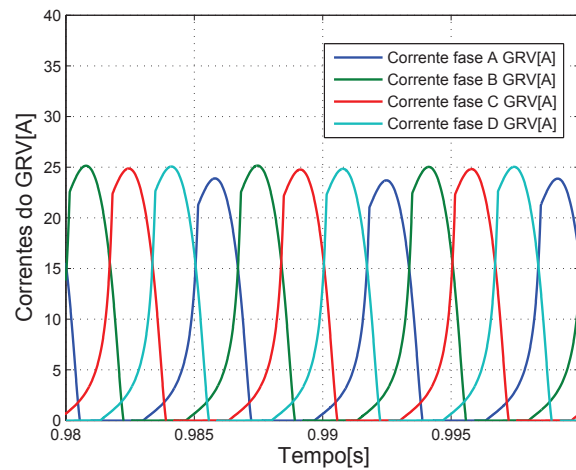


Figura 5.9: Correntes nas fases do GRV, durante o controle da potência.

As Figuras 5.10(a) e 5.10(b) apresentam os laços de geração que consiste de todos os pontos (corrente, fluxo) para uma fase do GRV durante toda a simulação para o CDP-PI e CDP-MD. Observa-se que o GRV opera na região de saturação, o que justifica a utilização de um modelo não linear para o GRV. Com o CDP-PI houve um laço mais

externo que representa o sobressinal em resposta ao degrau na referência de potência em 0.4s.

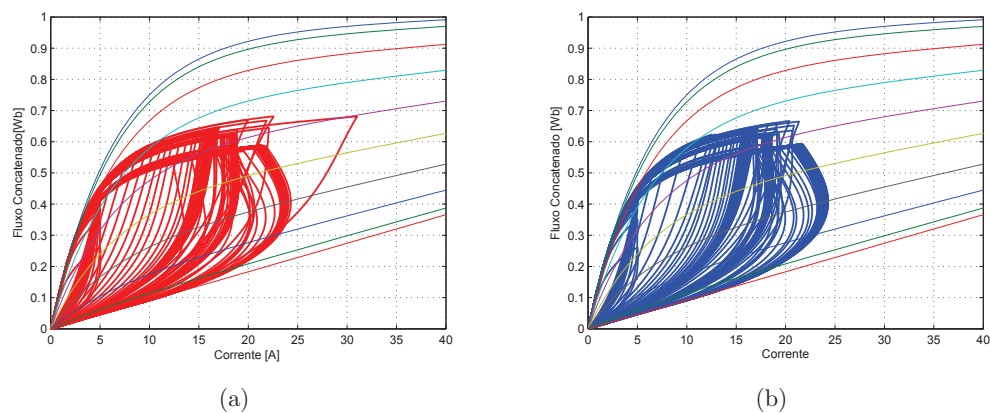


Figura 5.10: a) Laço de geração do GRV para CDP-PI b)Laço de geração do GRV para CDP-MD.

A tensão nas fases do GRV deve ser 280 V e este deve ser o valor da tensão do elo de corrente contínua que será controlada pelo VSC. As Figuras 5.11(a) e 5.11(b) apresentam a tensão do elo V_{dc} , para o sistema com CDP-PI e CDP-MD, durante a operação do GRV e possibilitam observar o desempenho do controle realizado sobre o conversor VSC para manter a tensão do elo CC constante.

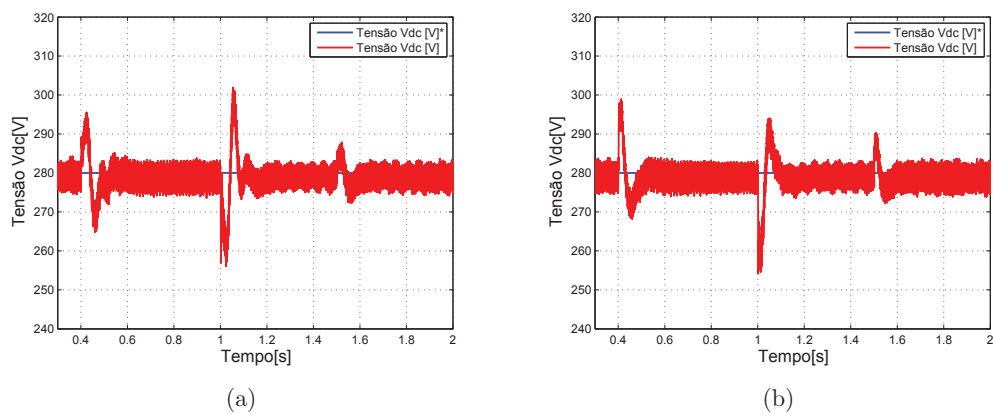


Figura 5.11: Tensão no barramento CC para os controles: a)CDP-PI b)CDP-MD.

A Figura 5.12 apresenta o perfil para o fator de potência da energia enviada para a rede elétrica. Observa-se que em ambos os controles de potência do GRV o controle do VSC controlou o fator de potência de forma eficiente. Entretanto, o sistema com controlado por modos deslizantes possui menor oscilação no fator de potência.

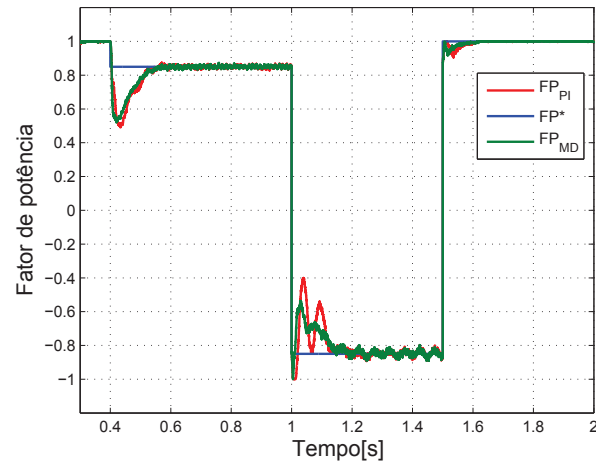


Figura 5.12: Fator de potência.

Na Figura 5.13(a) e 5.13(b) observa-se as correntes i_d e i_q no conversor VSC para ambos os controles simulados. Observa-se que as correntes i_d e i_q no sistema $CDP-PI$ apresentam maior *overshoot* em resposta às variações nas referências.

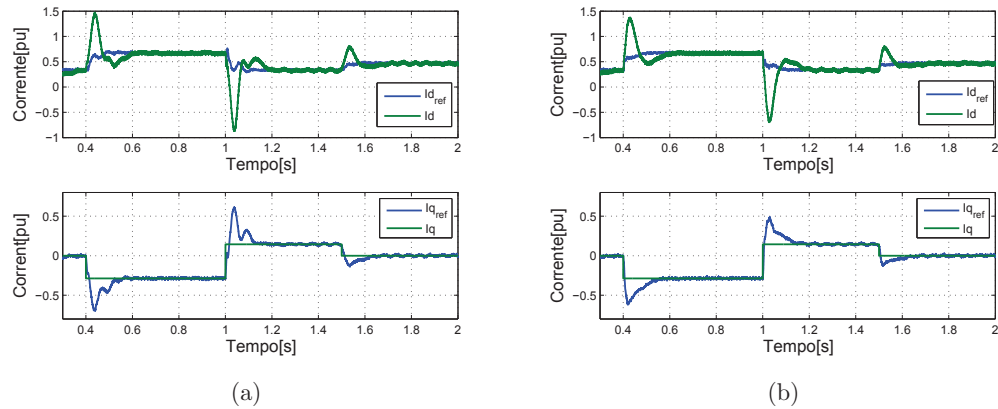


Figura 5.13: a) Correntes i_d i_q CDP-PI b) Correntes i_d i_q CDP-MD.

Nas Figuras 5.14(a) e 5.14(b) observa-se a tensão modulada durante a simulação, antes do filtro indutivo.

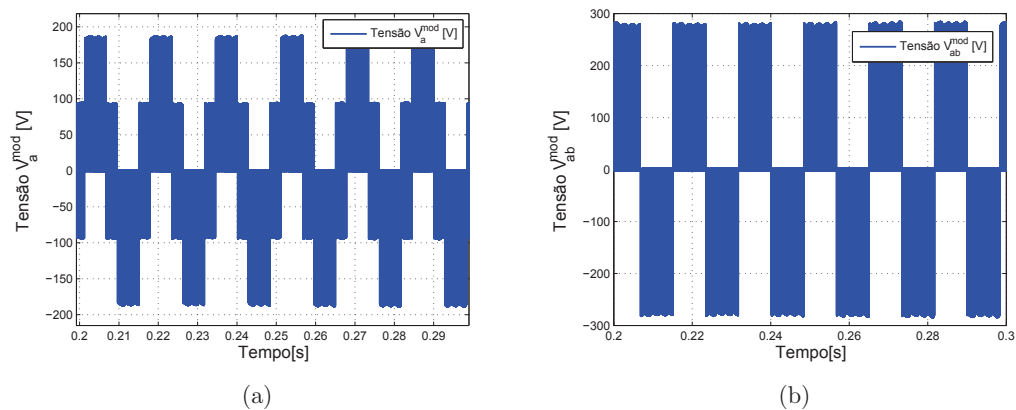


Figura 5.14: a) Tensão fase-neutro V_a^{mod} . b) Tensão fase-fase V_{ab}^{mod} .

Nas Figuras 5.15(a) e 5.15(c) observa-se a tensão e a corrente na fase a da rede elétrica no ponto de acoplamento comum, durante situações de fator de potência unitário

capacitivo e indutivo. O filtro indutivo eliminou componentes harmônicas das correntes geradas pela modulação.

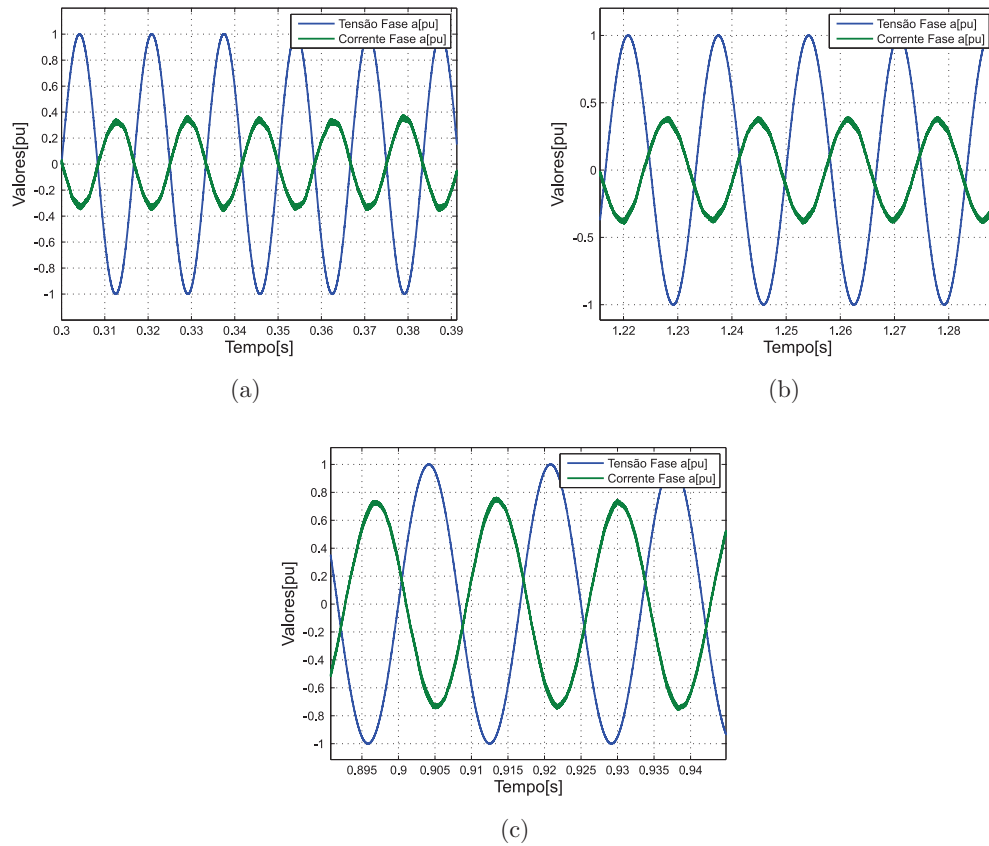


Figura 5.15: a) Tensão e corrente da fase A da rede elétrica para: a) FP unitário b) Fp capacitvo c) Fp indutivo.

A THD (*Total Harmonic Distortion*) da corrente enviada para a rede elétrica analisada pela FFT (*Fast Fourier Transform*) (Figura 5.16) foi de 1.64%, valor abaixo do requerido pelas principais normas que regem a conexão de geradores à rede elétrica de baixa tensão. A THD da tensão no PCC foi de 0,1% conforme Figura 5.17.

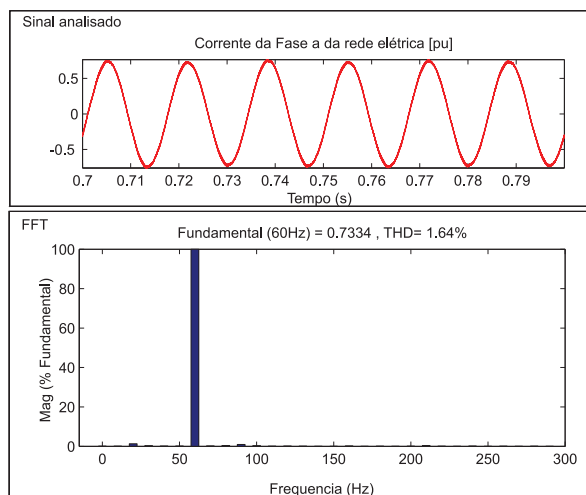


Figura 5.16: THD da corrente da fase A.

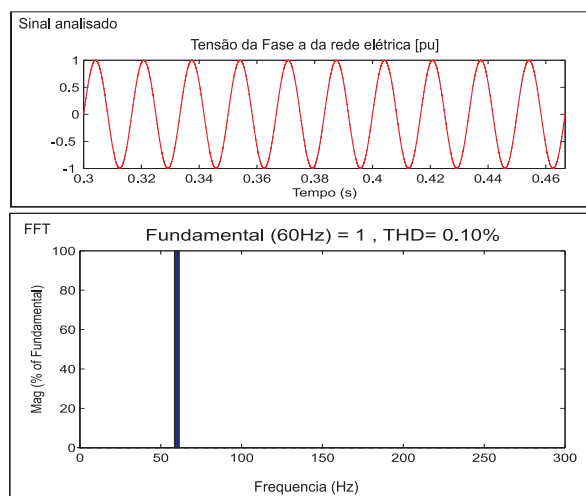


Figura 5.17: THD da tensão da fase A no PCC.

Conclusões e perspectivas

A utilização de um modelo não linear garantiu a precisão das simulações pois este modelo retrata fielmente o comportamento das grandezas do GRV. Os resultados das simulações confirmam a eficácia dos controles de potência propostos durante condições de funcionamento do gerador em velocidade variável e com diferentes valores de referência de potência ativa e de fator de potência. O controle CDP-MD apresentou melhor desempenho que o controle CDP-PI. O tempo de resposta do CDP-MD é menor que o do que o CDP-PI. Assim, a estratégia de utilizar a técnica de controle não linear de modos deslizantes no controle direto de potência é uma ferramenta interessante para controle da potência do gerador de relutância variável alimentado por turbinas eólicas.

O conversor AHB permitiu flexibilidade no controle da corrente e do ângulo de desligamento das chaves em cada fase individualmente. Além disso, este conversor não permitiu curto-circuito no barramento CC do conversor devido ao fato de que as chaves deste são ligadas em série como enrolamento do máquina, aumentando a proteção do GRV. O conversor VSC permitiu manter a tensão do barramento CC em torno do valor de referência. O VSC controlou o fator de potência de forma eficiente. Entretanto, o sistema controlado por modos deslizantes possui menor oscilação no fator de potência da energia enviada para a rede elétrica. Os valores das distorções harmônicas da corrente enviada para a rede elétrica e da tensão no PAC ficaram abaixo dos valores requeridos pelas principais normas que regem a conexão de geradores à rede elétrica de baixa tensão.

A proposta de trabalho visa preencher uma lacuna ainda existente relacionada ao controle do GRV. Essa linha de pesquisa tem sido tópico de interesse de pesquisadores em diversos trabalhos com objetivo de melhorar o desempenho do GRV em sistemas

eólicos possibilitando a operação em maiores faixas de velocidades. Com as propostas de métodos de controle para o GRV com as suas respectivas comprovações por simulação computacional espera-se contribuir nesse campo de pesquisa.

Sugestões para trabalhos futuros

- Implementar experimentalmente as estratégias de controle do GRV em um protótipo de baixa potência para comprovação experimental da teoria proposta. Os controles propostos devem ser implementados em um processador digital de sinais.
- Estudar o controle do GRV utilizando controlador de modos deslizantes sem o controlador PI.
- Análisar novas propostas de estratégias de controle para o GRV .
- Realizar estudos sobre o comportamento do sistema para ocorrência de faltas na rede elétrica.
- Estudar técnicas de estimação de posição sem sensor do GRV.

Publicações

BARROS, T. A. S.; Sguarezi Filho, Alfeu J.; E. Ruppert. Controle Direto de Potência do Gerador de Relutância Variável aplicado à Geração Eólica. In: IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2012, Goiânia. Anais do IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos. Goiânia, 2012. v. 1.

BARROS, T. A. S.; Sguarezi Filho, Alfeu J.; E. Ruppert. Direct Power Control for Switched Reluctance Generator Using a Sliding Mode Controller for Wind Energy Systems. In: Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation.

BARROS, T. A. S.; Sguarezi Filho, Alfeu J.; E. Ruppert. Controle direto de potência de geradores de relutância variável utilizando controladores de modos deslizantes .CBA 2012 (Aceito para publicação).

BARROS, T. A. S. ; Sguarezi Filho, Alfeu J. ; E. Ruppert . Dispositivo controlador de potência por modos deslizantes - NP- 018120020654. 2012.

Anexos

6.1 Anexo A -Transformação de coordenadas espaciais

A tensões trifásicas $\vec{V}_a, \vec{V}_b, \vec{V}_c$ (Figura 6.1) podem ser representadas por um vetor espacial \bar{V} no plano $\alpha\beta$ (Figura 6.2). Então, pode-se escrever a Equação 6.1. A transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta$ é realizada utilizando a transformação de Clark (Equação 6.2). Então, as tensões V_α e V_β são calculadas pela Equação 6.3. O eixo $\alpha - \beta$ é estacionário, e as componentes V_d , e V_q são variáveis alternadas.

$$\bar{V} = \vec{V}_a + \vec{V}_b + \vec{V}_c = \vec{V}_\alpha + j\vec{V}_\beta \quad (6.1)$$

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

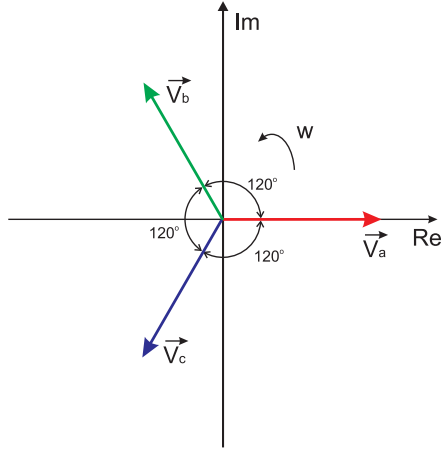
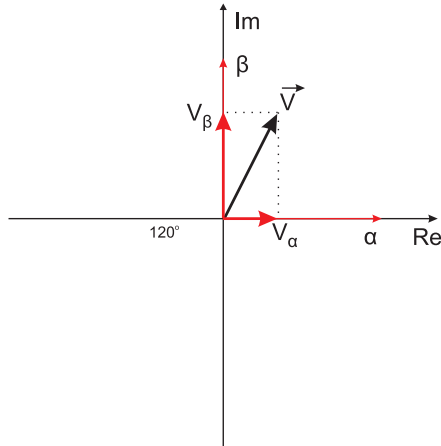


Figura 6.1: Vetor espacial tensão

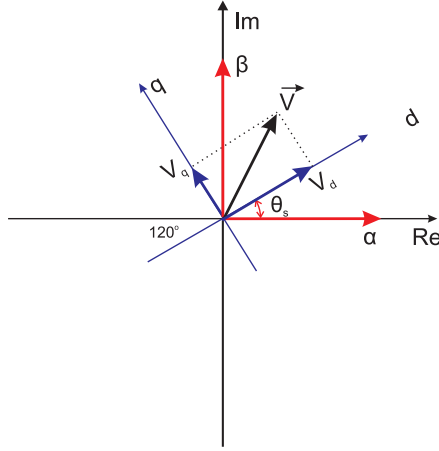
Figura 6.2: Transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$

Outra transformação conhecida como transformação de Park representa o vetor \vec{V} no plano girante de velocidade arbitrária w_s , que pode ser escolhida de forma propícia para se obter variáveis contínuas no tempo.

A transformação de Park é aplicada sobre as variáveis representadas no plano estacionário, conforme observa-se na Equação 6.4. Então, as tensões V_d , e V_q são calculadas pela Equação 6.5.

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(w_s t) & -\text{sen}(w_s t) \\ \text{sen}(w_s t) & \cos(w_s t) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(w_s t) & -\text{sen}(w_s t) \\ \text{sen}(w_s t) & \cos(w_s t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Figura 6.3: Transformação $abc \rightarrow dq$

A matriz de transformação direta do sistema de coordenadas $abc \rightarrow dq$ pode ser observada conforme segue:

$$T_{abc \rightarrow dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(w_s t) & \cos(w_s t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(w_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(w_s t) & \text{sen}(w_s t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(w_s t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

6.2 Anexo B- Parâmetros das simulações

Parâmetros do Gerador de Relutância Variável:

$P_n = 7.5kW$; $V_n = 280V$; $w_n = 1500rpm$; $\frac{N_s}{N_r} = \frac{8}{6}$; $R_s = 0.253 \Omega$; $I_{max} = 80A$; $\phi_{max} = 1Wb$ $L_{max} = 145.9 mH$; $L_{min} = 9.15 mH$; $J = 0.08 Kg \cdot m^2$.

Ganhos dos Controladores:

$K_p = 0.002$, $K_i = 0.0291$; $K_{pi} = 0.01$, $K_{ii} = 3$; $K_{ps} = 0.05$, $K_{ps} = 2$;

Referências Bibliográficas

ANDRADA, P.; BLANQUE, B.; TORRENT, M. A predictive power control for wind energy. *Técnica Industrial Especial Electricidad e Electrónica*, v. 15, p. 32– 41, September 2009. ISSN 978-1-4673-0111-4.

ANEEL. *Energia Eólica*. [S.l.], 2008. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>.

AZONGHA, S. et al. Grid integration studies of a switched reluctance generator for future hardware-in-the-loop experiments. *Universities Power Engineering Conference*, p. 459 – 463, June 2010.

BAE, H.; KRISHNAN, R. A study of current controllers and development of a novel current controller for high performance srm drives. In: *Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 68 –75 vol.1. ISSN 0197-2618.

BARAZARTE, R. Y. et al. Comparison of electric generators used for wind generation. *IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS*, v. 9, n. 7, p. 1040 –1044, DECEMBER 2011. ISSN 1751-8555.

BAROUDI, J. A.; DINAHAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. *Renewable Energy*, v. 32, n. 14, p. 2369 – 2385, 2007.

BIM, E. *Máquinas elétricas e acionamento*. [S.l.]: Elsevier, 2012. ISBN 8535259236.

BLAABJERG, F.; CHEN, Z. *Power electronics for moder wind turbine*. [S.l.]: Morgan Claypool Publishers, 2006.

BLAABJERG REMUS TEODORESCU, M. L. A. V. T. F. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, v. 53, n. 5, p. 691 –703, October 2008.

BOOST, M.; ZIOGAS, P. State-of-the-art carrier pwm techniques: a critical evaluation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 2, p. 271 –280, mar/apr 1988. ISSN 0093-9994.

BORGES, T. T. *Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição*. [S.l.], Abril 2002.

CARDENAS, R. et al. Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine. *30th IEEE Industrial Electronics Society Conference*, p. 2–6, June 2004.

CARDENAS, R. et al. Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications. *IEEE Transactions on energy conversrion*, v. 20, n. 4, p. 691 –703, December 2005.

CASTRO, R. M. G. *Introdução à energia eólica*. [S.l.]: Instituto Superior Técnico de Portugal, 2003.

CHANG, Y.; LIAW, M. Establishment of a switched reluctance generator-based common dc microgrid system. *IEEE transactions on power electronics*, p. 2512–2526, September. 2011.

CHEN, H. Implementation of a three-phase switched reluctance generator system for wind power application. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, n. 8, p. 1 –6, June 2008.

CRESESB. *Manual CRESESB CEPEL*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/>>.

D., M.; XU, L.; LITTLER, T. Modelling and control of a variable-speed switched reluctance generator based wind turbine. *Universities Power Engineering Conference*, p. 459 – 463, June 2007.

DATTA, R.; RANGATHAN, V. T. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine - a comparison with alternative schemes. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 17, n. 3, p. 414–421, September 2002.

DING, W.; LIANG, D. Modeling of a 6/4 switched reluctance motor using adaptive neural fuzzy inference system. *Magnetics, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 7, p. 1796 –1804, july 2008. ISSN 0018-9464.

DING, W.; LIANG, D. A fast analytical model for an integrated switched reluctance starter/generator. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 4, p. 948 –956, dec. 2010. ISSN 0885-8969.

EDRINGTON, C.; FAHIMI, B. An auto-calibrating model for an 8/6 switched reluctance motor drive: application to design and control. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 409 – 415 vol.1. ISSN 0275-9306.

FAHIMI, B.; EMADI, A.; SEPE R.B., J. A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 1, p. 116 – 124, march 2004. ISSN 0885-8969.

FANG, H.; XIAO, Z.; ZHAI, W. Control of srg for micro-turbine applications under inverter switch open. *Computer and Information Application (ICCIA), 2010 International Conference on*, p. 178 –181, dec. 2010.

FILHO, A. J. S. *Controle de potências ativa e reativa de geradores de indução trifásicos de rotor bobinado para aplicação em geração eólica com a utilização de controladores baseados no modelo matemático dinâmico do gerador*. [S.l.], Novembro 2010.

FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 8, p. 2923 –2932, aug. 2008. ISSN 0278-0046.

GANJI, B. et al. Core loss model based on finite-element method for switched reluctance motors. *Electric Power Applications, IET*, v. 4, n. 7, p. 569 –577, august 2010. ISSN 1751-8660.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL. *Global Wind Report Annual 2011*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://www.gwec.net/Annualreport2011lowres.pdf>>.

GOBBI, R.; RAMAR, K. Optimisation techniques for a hysteresis current controller to minimise torque ripple in switched reluctance motors. *Electric Power Applications, IET*, v. 3, n. 5, p. 453 –460, september 2009. ISSN 1751-8660.

GOPALAKRISHNAN, S. et al. Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, p. 904 – 913, May 2001. ISSN 978-1-4673-0111-4.

- HE, Y.; HU, J.; REND, Z. Modelling and control of wind-turbine used dfig under network fault condition. *Proceedings of the Eighth International Conf. on Electrical Machines and Systems*, v. 2, p. 096–991, September. 2008.
- HEIER, S. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. [S.l.]: Wiley, 1998.
- HUNG, J.; GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 40, n. 1, p. 2–22, feb 1993. ISSN 0278-0046.
- IORDANIS, K.; MADEMLIS, C. Optimal efficiency control of switched reluctance generators. *IEEE Transactions on power electronics*, v. 21, n. 4, p. 1062–1071, April 2006.
- JEBASEELI, E.; SUSITRA, D. Performance analysis of various configurations of switched reluctance machine for wind energy applications. In: *Recent Advances in Space Technology Services and Climate Change (RSTSCC), 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 419–423.
- JOVCIC, D. Phase locked loop system for facts. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, p. 1116–1124, aug. 2003. ISSN 0885-8950.
- KAZMIERKOWSKI, M.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, October 1998.
- KIM, S.-K.; KIM, E. Pscad/emtde-based modeling and analysis of a gearless variable speed wind turbine. *IEEE Transactions on energy conversion*, v. 22, n. 2, p. 096–991, June 2007.
- KRISHNAN, R. *Switched Reluctance Motor Drives, Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. [S.l.]: CRC PRESS, 2001.
- LACHMAN, T.; MOHAMAD, T.; FONG, C. Nonlinear modelling of switched reluctance motors using artificial intelligence techniques. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 151, n. 1, p. 53–60, jan. 2004. ISSN 1350-2352.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 40, n. 2, p. 582–590, march-april 2004. ISSN 0093-9994.

- LAZARINI, M. V. *Controle direto de torque de motores de indução trifásicos sem sensores de velocidade usando a estratégia de controle por modos deslizantes*. [S.l.], 2008.
- LE-HUY, H.; BRUNELLE, P. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. In: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.
- LI, Z. et al. Research of switched reluctance wind power generator system based on variable generation voltage converter. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 418 –421.
- LICCARDO, F.; MARINO, P.; RAIMONDO, G. Robust and fast three-phase pll tracking system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 221 –231, jan. 2011. ISSN 0278-0046.
- MILLER, T.; MCGILP, M. Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, v. 137, n. 6, p. 337 –347, nov 1990. ISSN 0143-7038.
- MUYEEN, S. *Wind Energy Conversion Systems: Technology and Trends*. [S.l.]: Springer, 2012.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. [S.l.]: Clarendon Press OXFORD, 1996.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: LTC, 2000.
- OGAWA, K.; YAMAMURA, N.; ISHIDA, M. Study for small size wind power generating system using switched reluctance generator. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, p. 1510–1515, 2006.
- POLÍMIO. *Eletrônica de potência para geração, transmissão e distribuição de energia*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/>>
- RASHID, M. *Power electronics circuits, devices and applications*. [S.l.]: Prentice Hall, 2004.

- RODRÍGUEZ, J. R. et al. Pwm regenerative rectifiers: State of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, February 2005.
- SALLES, M. B. C. *Modelagem e análises de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica*. [S.l.], 2009.
- SAWATA, T. *The switched reluctance generator, Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. [S.l.]: Newness Power Engineering Series, 2001.
- SCHULZ, S.; RAHMAN, K. High-performance digital pi current regulator for ev switched reluctance motor drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 4, p. 1118 – 1126, july-aug. 2003. ISSN 0093-9994.
- SHAD, B.; EMADI, A. A digital control for switched reluctance generators. *IEEE International Conference Mechatronics*, n. 4, p. 182 –187, April 2000.
- SILVEIRA, A. F. V. da. *Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador a relutância chaveado*. [S.l.], Abril 2008.
- SILVEIRA, A. W. F. V. da. *Controle de tensão na carga para motor/gerador a relutância variável de três fases*. [S.l.], Fevereiro 2011.
- SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. *Renewable Energy Systems with Induction Generators*. [S.l.]: CRC PRESS, 2004.
- SOARES, F.; BRANCO, P. C. Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on matlab/simulink environment. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 3, p. 989 –1009, jul 2001. ISSN 0018-9251.
- SOZER, Y.; TORREY, D. A. Closed loop control of excitation parameters for high speed switched-reluctance generators. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, n. 4, p. 1 –6, June 2000.
- STIEBLER, M. *Wind Energy Systems for Electric Power Generation*. [S.l.]: Springer, 2008.
- SUN, J. et al. Back propagation neural network applied to modeling of switched reluctance motor. In: *Electromagnetic Field Computation, 2006 12th Biennial IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 151.

- TAKAHASHI, A. et al. Characteristics of 8/6 switched reluctance generator excited by suppression resistor converter. *Magnetics, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 10, p. 3458 –3460, oct. 2006. ISSN 0018-9464.
- TORREY, D. Switched reluctance generators and their control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 1, p. 3 –14, feb 2002.
- TORREY, D.; NIU, X.-M.; UNKAUF, E. Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 142, n. 1, p. 14 –22, jan 1995. ISSN 1350-2352.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. [S.l.]: CRC Press, 1999.
- WINDEA. *The World Wind Energy 2011 report*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://www.wwindea.org/webimages/WorldWindEnergyReport2011.pdf>>.
- YANG, G. et al. Optimal winding arrangements of a bearingless switched reluctance motor. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 6, p. 3056 –3066, nov. 2008. ISSN 0885-8993.
- YUAN, G. *Speed Control of Switched Reluctance Motors*. [S.l.], Abril 2000.
- ZHANG, J. et al. Non-linear radial force simulation of switched reluctance motors based on finite element model. In: *Robotics and Biomimetics, 2008. ROBIO 2008. IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1678 –1682.
- ZHANG, J. et al. Control simulation studies for switched reluctance motor system based on finite element model. In: *Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 169 –173. ISSN 0537-9989.